

国际电气工程先进技术译丛

Springer

光伏发电系统的优化
——建模、仿真和控制

Optimization of Photovoltaic Power Systems
Modelization, Simulation and Control

（阿尔及利亚）Djamila Rekioua
（比利时）Ernest Matagne 著
杨立永 毛鹏 译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE
Caliente.com

本书特色

本书立足于讨论光伏发电系统建模以及实际应用中存在的问题。主要目的是让电气工程专业的本科生以及研究生快速地理解光伏发电系统的概念，掌握光伏发电系统的模型，优化光伏发电系统在一些独立发电系统中的应用。本书给出了每个系统的数学模型并且在每一部分的结尾处都给出了在MATLAB/Simulink环境下相对应的例子。与本书配套的还有每个应用的原理图及在DSPACE环境下的最终实现。本书还介绍了一些电机控制的方法，譬如矢量控制和直接转矩控制。

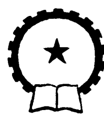
本书内容深入浅出、通俗易懂，可为从事光伏发电系统相关研究和应用的工程技术人员提供参考，也可作为高等院校相关专业学生的教材使用。



国际电气工程先进技术译丛

光伏发电系统的优化
——建模、仿真和控制

（阿尔及利亚）Djamila Rekioua （比利时）Ernest Matagne 著
杨立永 毛 鹏 译



机 械 工 业 出 版 社

本书是作者在长期从事光伏发电系统的研究与应用的基础上，参考大量文献编写而成的。在本书中，即讨论了太阳光辐射理论、光伏电池建模理论、光伏发电用电力电子系统的建模理论等光伏发电系统中的基本问题，又从光伏发电系统的实际应用角度出发，深入浅出地讨论了一些实际问题：最大功率点跟踪、电池储能、光伏水泵系统以及混合式光伏发电系统等，为光伏发电系统的实际应用提供了理论基础。

本书可为从事光伏发电系统相关研究和应用的工程技术人员提供参考，也可作为高等院校相关专业学生的教材使用。

Translation from the English language edition：〈Optimization of Photovoltaic Power Systems：Modelization，Simulation and Control〉by Djamila Rekioua and Ernest Matagne.

© Springer-Verlag London Limited 2012 is a part of Springer Science + Business Media. All Rights Reserved.

本书中文简体字版由 Springer 授权机械工业出版社独家出版。

版权所有，侵权必究。

北京市版权局著作权合同登记：图字 01-2012-5078 号

图书在版编目（CIP）数据

光伏发电系统的优化：建模、仿真和控制/（阿尔及）瑞奇奥（Rekioua，D.）等著；杨立永，毛鹏译. —北京：机械工业出版社，2014.1

（国际电气工程先进技术译丛）

书名原文：Optimization of photovoltaic power systems modelization，simulation and control

ISBN 978-7-111-45649-0

Ⅰ.①光… Ⅱ.①瑞…②杨…③毛… Ⅲ.①太阳能发电-系统优化 Ⅳ.①TM615

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2014）第 020352 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：江婧婧 责任编辑：江婧婧 版式设计：霍永明

责任校对：刘怡丹 肖 琳 封面设计：马精明 责任印制：乔 宇

北京机工印刷厂印刷（三河市南杨庄国丰装订厂装订）

2014 年 5 月第 1 版第 1 次印刷

169mm × 239mm · 13.75 印张 · 298 千字

0001—3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-45649-0

定价：59.80 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：（010）88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：（010）68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：（010）88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：（010）88379203	**封面无防伪标均为盗版**

译　者　序

在世界范围内，常规化石能源日趋枯竭，同时环境污染问题日益引起人们的关注，因此，各国政府越来越重视可再生能源的发展。太阳能取之不尽，用之不竭，而且在转换过程中不会污染环境。与传统发电方式不同，在太阳能转换为电能的过程中，具有无转动部件、模块化结构、运行维护简单、建设周期短以及可以利用荒漠土地和建筑屋顶资源等一系列独特的优点，是一种清洁和安全可靠的可再生能源，所以光伏发电作为能源革命的主要内容而受到了世界各国的广泛重视。

目前，随着我国光伏发电系统装机容量连续几年快速增长，数十 MW 的大型地面电站和建筑光伏发电系统也不再罕见，表明国内光伏发电系统已经进入了大规模的推广应用阶段。为了将国外的先进光伏发电理论和工程应用技术引入到我国光伏产业的建设中，并且为新能源领域的研发和工程建设输送合格人才，受机械工业出版社的委托，我们有幸翻译了该书。

这本书强调系统建模，结合仿真说明，重视系统优化。首先对光伏发电系统中的各个关键环节进行了理论分析和数学建模；其次在数学模型的基础上，搭建仿真系统，利用仿真手段对相关理论进行说明，本书还依托模型、仿真以及理论结果，为设计和应用中存在的实际问题提供了解决思路和优化方案。衷心希望本书能够对促进我国光伏发电系统领域的教学、科研和工程实践等方面的发展有所帮助。

本书涉及了太阳光辐射照度、光伏电池、光伏发电用电力电子装置、最大功率点跟踪算法、电池储能系统、光伏水泵系统和混合式发电系统等方面的内容。本书的第1、2、3 章的翻译工作主要由毛鹏完成，第 4 章的翻译工作主要由陈智刚完成，第 5、6、7 章的翻译工作主要由杨立永完成。北方工业大学的张卫平教授在百忙之中对于这本书的翻译工作给予了中肯的指导。

最后感谢机械工业出版社给予的厚爱和支持。

由于译者的水平有限，本书可能存在一些翻译不当之处，欢迎读者提出宝贵的修改意见和建议。

杨立永　毛　鹏

2013 年 12 月

原 书 前 言

世界上的绝大多数地方都拥有着丰富的太阳能资源，因为其无偿性以及无限性，所以它在很多应用中是一种经济的能源。太阳辐射到地球上的能量是巨大的、持续的，它半个小时所释放的能量就可以供应整个世界一年的能量消耗。太阳能是一种清洁的可再生能源，在利用过程中，它既不会释放引起温室效应的气体，也不会产生有毒垃圾。

光伏发电是将来自太阳的辐射能量转化成直流电能的技术。光伏系统最主要的优点如下所述：

1. 光电转化是一个完全固态且封闭的过程。
2. 转换过程没有移动的部件，也没有物质的消耗和释放。
3. 转换过程不会排放污染物。
4. 它可以独立运行，不需要和现有的能量或者燃料供给相连接。
5. 它也可以与其他的电能组合，以提高整个系统的可靠性。
6. 它可以承受极端的气候条件，包含多云天气。
7. 它不需要消耗化石燃料，它的“燃料”来源是无偿的、无限的。
8. 它可以作为组合式建筑块进行安装与升级，只要增加光伏组件的数量便可满足更多的能量需求。

自20世纪70年代以来，随着单位瓦特的峰值功率价格的大幅度下降，光伏发电系统在许多有前景的领域得到了大规模的应用。较传统的化石燃料而言，世界上偏远地区的人们也往往青睐于选择小规模的独立光伏发电系统。目前小规模的光伏发电系统为世界提供了大量的能量。目前在发展中国家尚有20亿左右的人口没有得到电力供应，在这些地方光伏发电系统将有更大的应用潜力。

本书的目的

市场上有许多书是讨论太阳电池的，例如电池的半导体的结构特性，本书立足于讨论光伏发电系统建模以及实际应用中存在的问题。

本书的主要目的是让电气工程专业的本科生以及研究生快速地理解光伏发电系统的概念，掌握光伏发电系统的模型，优化光伏发电系统在一些独立发电系统（例如农村电气化、水泵、海水淡化）中的应用。本书给出了每个系统的数学模型并且在每一部分的结尾处都给出了在 MATLAB/Simulink 环境下相对应的例子。与本书配套的还有每个应用的原理图及在 DSPACE 环境下的最终实现。本书还介绍了一些电机控制的方法，譬如矢量控制和直接转矩控制。除此之外，为了优化光伏发电系统，本书还引

入了智能技术。通过本书的编写，我们完善了已有的光伏发电领域的知识，同时读者也能学习到如何建模以及如何通过应用不同控制策略对应用最为广泛的独立光伏发电系统进行优化。

本书的结构

本书共有7章。第1章中介绍了光伏发电的过程，影响发电相关的气象因素，太阳光的辐射以及光伏发电系统的结构。在该章中还介绍了光伏系统规模的估算以及光伏发电系统的维护。

第2章注重于太阳光辐射以及电池的建模。该章提出了描述太阳电池工作原理的不同模型，并且给出了在MATLAB/Simulink环境下的仿真程序。

第3章专门介绍电力电子系统的建模以及应用于光伏发电系统中的各种变换器的结构。

第4章介绍了常用的最大功率点跟踪的算法，并且给出了在MATLAB/Simulink环境下一些简单的例子。

第5章介绍了储能装置的建模，研究并建立了常用的电池组的模型以及铅酸蓄电池的实验方案。

第6章介绍了基于直流电动机和交流电动机的光伏水泵系统。分别对每一个部件进行了建模，然后连接成子系统进行仿真。同时介绍了许多控制算法，如标量控制算法，矢量控制算法，直接转矩控制算法。该章还采用了经典的最优算法并且对比了光伏水泵系统和柴油发电机在经济上的可行性。此外，还从环境方面考量了光伏水泵系统。

第7章专门介绍了不同结构、不同组合的混合式光伏发电系统。同时给出了不同的整体方案和仿真实例。

目　　录

译者序
原书前言

第1章　光伏发电应用概述 …… 1

1.1　光伏效应的定义 …… 3
1.1.1　辐射照度和太阳辐射 …… 3
1.1.2　光伏电池技术 …… 3
1.1.3　光伏电池以及光伏组件 …… 5
1.2　光伏系统简介 …… 10
1.2.1　独立光伏系统 …… 10
1.2.2　并网光伏系统 …… 13
1.3　光伏系统的结构规划 …… 14
1.3.1　确定负载曲线 …… 14
1.3.2　太阳辐射分析 …… 14
1.3.3　光伏发电量估计 …… 14
1.3.4　光伏发电系统的面积 …… 14
1.3.5　电池组的数量 …… 15
1.3.6　逆变器的选择 …… 16
1.3.7　直流导线的规格 …… 17
1.3.8　交流电缆的规格 …… 18
1.3.9　直流熔断器的规格 …… 19
1.4　光伏系统的可行性 …… 19
1.4.1　估计光伏发电系统大小 …… 19
1.4.2　估计光伏发电系统的成本 …… 19
1.5　光伏系统的维护 …… 21
1.5.1　太阳电池板清洗 …… 21
1.5.2　检查 …… 21
1.5.3　蓄电池组的定期维护 …… 21
1.5.4　逆变器的控制 …… 21

第2章　太阳辐射照度模型以及电池模型 …… 22

2.1　辐射模型 …… 24

2.1.1　原理以及假设 …… 24
2.1.2　天空和大地的辐射模型 …… 27
2.1.3　大气模型 …… 29
2.2　光伏阵列的模型 …… 37
2.2.1　理想模型 …… 37
2.2.2　双二极管光伏阵列模型 …… 58
2.2.3　功率模型 …… 59
2.2.4　光伏阵列总结 …… 62

第3章　电力电子的建模 …… 65

3.1　电力电子变换器中功率损耗的原因 …… 66
3.1.1　电力电子基础 …… 66
3.1.2　基本损耗的建模方法 …… 67
3.1.3　常用的电力半导体器件 …… 68
3.1.4　从功率损耗的角度分析半导体器件的特性 …… 69
3.2　电力电子变换器的拓扑结构及其对效率的影响 …… 69
3.2.1　直接与直流母线相连的结构 …… 70
3.2.2　DC/DC 变换 …… 70
3.2.3　DC/AC 变换 …… 72
3.3　变换器的经验模型 …… 76
3.3.1　输入电压恒定时的情况 …… 76
3.3.2　输入电压变化时的情况 …… 77
3.3.3　实验中测试损耗的注意事项 …… 77
3.4　电路建模 …… 77
3.5　额定功率选择的注意事项 …… 77
3.6　用于分布式能源系统控制的多级系统 …… 78
3.6.1　多级系统（MAS） …… 78
3.6.2　电力系统中的多级系统 …… 79
3.6.3　分布式电力系统 …… 79
3.6.4　逆变器的控制系统 …… 79
3.6.5　应用 …… 79
3.7　结论 …… 80

第4章　光伏阵列的优化 …… 81

4.1　最优算法简介 …… 81
4.2　MPPT 算法 …… 83
4.2.1　扰动观测法 …… 85

4.2.2 改进的扰动观测法 …… 86
4.2.3 电导增量法 …… 86
4.2.4 改进的电导增量法 …… 90
4.2.5 爬山法 …… 90
4.2.6 基于比例关系的 MPPT 控制方法 …… 90
4.2.7 曲线拟合法 …… 92
4.2.8 查表法 …… 93
4.2.9 滑模控制 …… 93
4.2.10 寄生电容模型法 …… 96
4.2.11 模糊控制技术 …… 97
4.2.12 人工神经网络 …… 103
4.2.13 神经-模糊方法 …… 103
4.2.14 遗传算法 …… 104
4.3 MPPT 算法的效率 …… 106
4.4 不同算法的比较 …… 106

第 5 章 储能系统建模 …… 108

5.1 不同储能系统的简介 …… 109
5.1.1 电池组系统 …… 109
5.1.2 电池组模型 …… 115
5.1.3 电池组的等效电路 …… 117
5.1.4 动力模型 …… 122
5.1.5 应用：CIEMAT 模型 …… 122

第 6 章 光伏泵系统 …… 130

6.1 基于直流电动机的光伏泵系统 …… 131
6.1.1 概述 …… 131
6.1.2 系统建模 …… 132
6.1.3 应用 …… 135
6.2 基于交流电动机的光伏泵系统 …… 137
6.2.1 概述 …… 137
6.2.2 系统建模 …… 137
6.2.3 基于标量控制的光伏系统 …… 144
6.2.4 基于感应电动机矢量控制的光伏系统 …… 146
6.2.5 基于直接转矩控制（DTC）的光伏系统 …… 148
6.3 光伏泵系统的 MPPT …… 154
6.3.1 使用直流电动机 …… 154

6.3.2　使用交流电动机 …… 154
6.4　经济研究 …… 155
6.4.1　水泵所需能量估计 …… 155
6.4.2　全生命周期成本（LCC）计算 …… 155
6.4.3　光伏系统的环境效益 …… 157

第7章　混合光伏系统 …… 162

7.1　混合系统的优缺点 …… 164
7.1.1　混合系统的优点 …… 164
7.1.2　混合系统的缺点 …… 164
7.2　混合系统的结构 …… 165
7.2.1　直流母线结构 …… 165
7.2.2　交流母线结构 …… 165
7.2.3　直流-交流母线结构 …… 166
7.2.4　混合系统的分类 …… 167
7.3　混合系统的不同组合形式 …… 167
7.3.1　光伏/柴电系统 …… 167
7.3.2　混合风电/光伏/柴电系统 …… 169
7.3.3　混合风电/光伏系统 …… 179
7.3.4　混合光伏/风电/水电/柴电系统 …… 188
7.3.5　混合光伏/燃料电池系统 …… 188
7.3.6　混合光伏/电池/燃料电池系统 …… 189
7.3.7　混合光伏/电解装置/燃料电池系统 …… 189
7.3.8　混合光伏/风电/燃料电池系统 …… 200

参考文献 …… 202

第 1 章　光伏发电应用概述

符号表：

A_{PV}	太阳电池的面积（m^2）
b	系数，对于三相系统而言，该系数等于$\sqrt{3}$；对于单相系统而言，该系数等于 2
c	光速（m/s）
$C_{batt,u}$	单元电池的容量（Ah）
$C_{batt,min}$	电池组中最小的电池容量（Ah）
$\cos\phi$	功率因数（ϕ 为交流电压与交流电流之间的相位差）
DOD	放电深度
$E_{J,i}$	导体 i 中焦耳损耗所耗散的电能
E_L	光伏发电装置提供给负载的总电能
$E_{L,m}$	负载每月需要的电能
$\overline{E_L}$	年度平均每月所需要的电能
E_{pv}	光伏发电产生的电能
$E_{pv,m}$	光伏发电系统每月在单位面积上产生的电能（$kW\cdot h/m^2$）
$\overline{E_{pv}}$	光伏发电系统的年度平均每月的发电量（$kW\cdot h/m^2$）
f_b	电池能量释放比
FF	填充因子
ff	光伏系统发出的电能占负载消耗能量的比例
FT	温度因子
G	太阳总的辐射照度（W/m^2）
h	普朗克常数
I_o	二极管的饱和电流
I_d	二极管的电流（A）
I_i	导体 i 中的平均电流（A）
I_{max}	最大电流（A）
I_{max}	电池板并联的最大电流（A）
I_{mpp}	最大功率点处的电流（A）
I_{ph}	光生电流（A）
I_{pv}	输出端的电流（A）
I_{Rsh}	并联漏电流（A）

$I_{sc-T_{jref}}$	标准辐射照度下的短路电流（A）
L_l	电缆的长度（m）
l_c	电缆长度（m）
N_{batt}	电池使用的数量
N_j	自给的天数
$N_{maximalpv_serial}$	光伏组件最大的串联数量
$N_{minimalpv_serial}$	光伏组件最少的串联数量
N_{pv}	光伏组件的数量
$N_{pv-serial}$	光伏组件的串联数量
R_i	导体 i 的电阻（Ω）
R_{serial}	串联电阻（Ω）
R_{sh}	并联电阻（Ω）
S	电缆的截面积（m^2）
S_1	导体的截面积（mm^2）
T_{dur}	持续时间
T_j	电池板的温度（°K）
T_{jref}	光伏电池的参考温度（K）
U_{batt}	电池的电压（V）
V_{max}	最大可接受的输入电压（V）
V_{mpp}	最大功率点处的电压（V）
V_n	额定电压（V）
$V_{oc-Tjref}$	参考温度下的开路电压（V）
α_{sc}	数据表中给出的短路电流的相对温度系数（/K）
β_{oc}	数据表中给出的开路电压的相对温度系数（/K）
γ_{MPP}	数据表中给出的 MPP 处的功率的相对温度系数
ΔV	压降（V）
ε	允许压降
η_1	光伏板的效率
η_2	考虑结温影响的效率
η_3	考虑线缆上焦耳热效应影响的效率
η_4	考虑逆变器损耗的效率
η_5	考虑最大功率点跟踪影响的效率
η_{batt}	电池的效率
λ	波长
λ_c	导体电抗（Ω/m）
ρ_c	电缆的电阻率（Ω·m）
ρ_{c1}	导体材料（铜或铝）的电阻率（Ω·m）

1.1　光伏效应的定义

光伏效应是吸光材料吸收光子，释放电荷，将光能直接转化为电能的过程。人们利用这一效应可以实现发电，并将最基本的发电单元称为光伏电池（PV cell）。

1.1.1　辐射照度和太阳辐射

辐射照度是表征单位面积上瞬时接收的太阳辐射入射通量的物理量，单位用 kW/m^2 表示。太阳在外大气层的辐射照度为 $1.373kW/m^2$[1]，但是地球表面能接收的最大辐射照度仅为 $1kW/m^2$。太能光在给定时间向特定区域辐射的能量用辐射量来衡量，是辐射照度在时间上的积分。例如，每日辐射照度可以用 $kW \cdot h/m^2$ 表示。辐射照度也可以用日照时间来表示。参考标准辐射照度 $1000W/m^2$，日照时间通常以小时计算。图 1-1 给出了辐射照度和日照时间之间的关系。

太阳光辐射的能量由光子自身携带的能量 E_{ph} 组成。E_{ph} 满足下式：

$$E_{ph} = h\frac{c}{\lambda} \tag{1-1}$$

式中，λ 是光的波长；h 是普朗克常数；c 是光速。

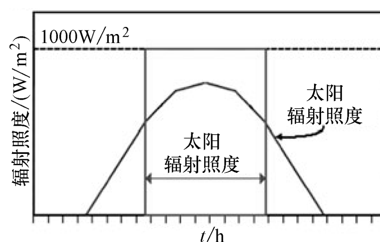


图 1-1　太阳的辐射照度与太阳日照时间

全辐射主要由三部分组成：

——直接太阳辐射：直接来自太阳的被接收的太阳辐射。

——被大气层或云层散射的散射辐射。

——由于地面反射产生的反射辐射。

太阳的辐射照度可以用日射强度计测量总辐射或者使用日温计测量直接辐射，在一段时间内辐射照度的积分就是太阳辐射。

1.1.2　光伏电池技术

太阳电池是光伏（PV）系统中最基本的单元。太阳电池将太阳能直接转化为直流电流。典型的太阳电池结构是一个由半导体材料制作的 PN 结，非常类似于一个二极管。太阳电池中应用最广泛的半导体材料就是硅。材料不同，效率不同，成本也不同。主要有以下几种材料：

- 单晶硅（c-Si）

这是目前应用最广泛的电池材料（见图 1-2）。

但是因为种种因素限制了其效率。单晶硅太阳电池最高效率约为 23%，而采用另外一些半导体材料，效率可达 30%。这主要取决于半导体[2]材料以及所吸收光的波长。

图 1-3 是 1977～2010 年间单晶硅的效率走势。

- 多晶硅

由多晶硅制成的电池称为多晶硅电池。将熔化硅铸造成锭，然后形成多晶。这类电池光电转换效率略低于单晶硅电池。由于单晶硅和多晶硅电池的可靠性高，大多应用于

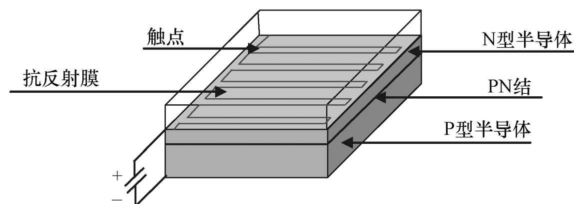


图 1-2　单晶硅电池

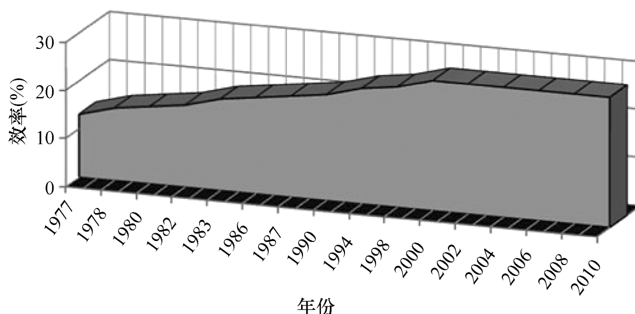


图 1-3　晶体硅电池效率曲线

户外的光伏发电系统中。晶体硅的市场占有率如图 1-4 所示[3]。

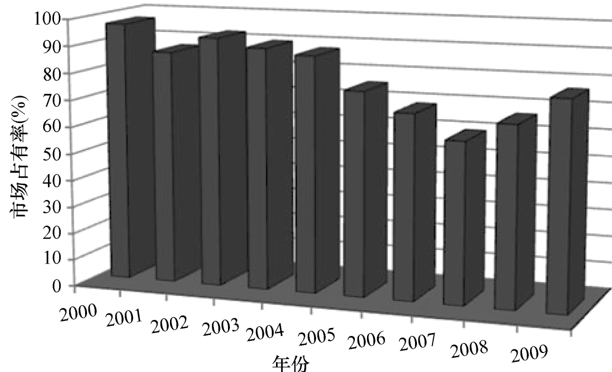


图 1-4　晶体硅市场占有率

- 薄膜材料

薄膜太阳电池（TFSC）也被称为薄膜光伏电池（TFPV），是由厚度大约为几微米甚至更薄的薄膜材料制成。薄膜太阳电池通常为：[4]

1. 非晶硅（a-Si）和其他薄膜硅（TF-Si）太阳电池。非晶硅太阳电池的效率通常为 10% ~13%，较晶体电池而言，使用寿命较短。

2. 碲化镉（CdTe）太阳电池。是由碲和镉复合形成的晶体构成的，其效率为 15% 左右。

3. 铜铟镓硒（CIS 或 CIGS ）太阳电池。由铜、铟、镓、硒构成，效率为 16.71% 左右。

4. 染料敏化太阳电池（DSC）。由光敏阳极和电解液构成，效率为 11.1% 左右。

较晶体硅电池而言，薄膜电池价格便宜，其所占市场份额如图 1-5 所示[3]。

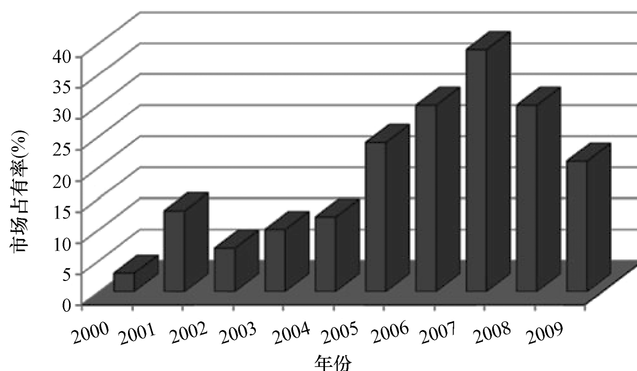


图 1-5　薄膜材料的市场占有率

- 其他新技术

1. 有机太阳电池（OSC）。由很薄的有机材料构成，有机太阳电池通常有以下三种：由所谓的小分子（小分子太阳电池）或者聚合物（聚合物太阳电池）构成的有机半导体材料或者是称之为染料敏化太阳电池的有机太阳电池。[5]

2. 多层或叠层电池。从顶层到底层，由适于不同光谱范围的不同半导体材料依次构成。

3. 含反射镜和透镜装置的聚光电池。这种设备只适用于直射辐射较强的区域，并且需要跟踪太阳光的附加机构。在直射辐射条件下，其效率为 42.4% 左右。

4. 金属-绝缘体-半导体（MIS）反型层电池。半导体内部电场由薄氧化层的结产生。

1.1.3　光伏电池以及光伏组件

1.1.3.1　太阳光传播过程的重要定义

电池与电池板

通常采取一定数量的光伏电池串并联来获得较高的输出功率。光伏组件就是由一定数量在工厂连接和密封好的光伏电池构成，它是商品型单元。由一个或者多个光伏组件以共同的支持结构连接形成了光伏电池板（见图 1-6）。

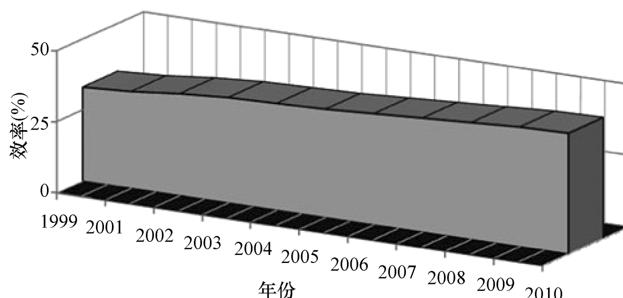


图 1-6　聚光电池效率变化曲线[4]

影响光伏电池板的重要设计参数很多，例如安装的方位、倾斜的角度、周围障碍物的阴影等。通过串联增加的电池或相同的光伏组件，其电流不变，电压与串联电池（组件）的数量成比例增加。通过增加并联相同的光伏组件，其电压与每个组件的电压相同，电流与并联组件的个数成比例地增加（见图1-7和图1-8）。

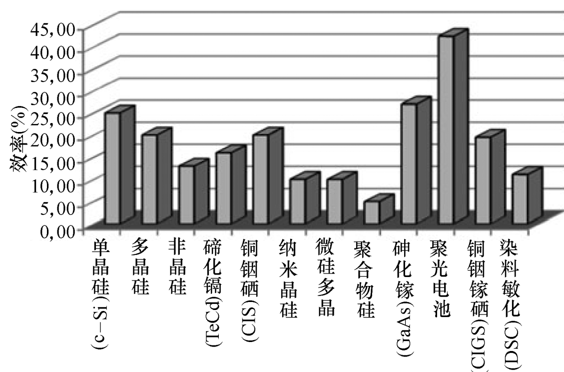


图1-7　实验室中不同材料电池的效率

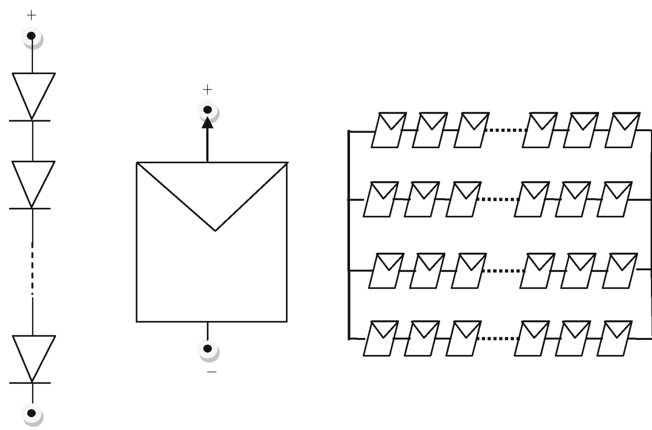


图1-8　电池、光伏组件及光伏板

电流-电压特性曲线

当其他参量确定时，光伏电池的输出电流 I_{pv} 取决于其两端的电压 V_{pv}。其典型特性曲线如图1-9所示，随着电池两端电压的上升，输出电流下降直至最后到0。

开路电压和短路电流

开路电压和短路电流是两个广泛用来描述电池特性的重要参数。短路电流 I_{sc} 是将电池两输出端短路（$V_{pv}=0$）时测得的。开路电压 V_{oc} 是 $I_{pv}=0$ 时的电压。

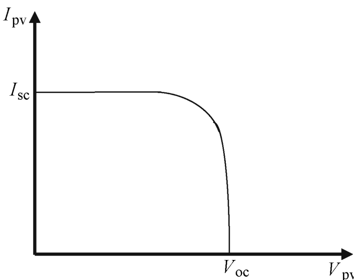


图1-9　$I_{pv}-V_{pv}$ 典型特性曲线

在标准辐射照度下的 I_{sc} 和 V_{oc} 被称之为 $I_{sc\text{-}ref}$ 和 $V_{oc\text{-}ref}$，生产厂商的电池或者组件的数据表会提供这些参数值。

最大功率点

光伏发电装置提供的功率为

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv} \tag{1-2}$$

这个功率为正值，因为 $I_{pv} - V_{pv}$ 曲线仅仅是从 PV 开路点到 PV 短路点。所以 V_{pv} 满足下列条件：

$$0 < V_{pv} < V_{oc} \tag{1-3}$$

式（1-3）定义之外的区域，P_{pv} 为负，表示光伏发电装置接收外部电路释放的能量。这种情况在此书中我们不予考虑。

根据式（1-2），当 $V_{pv} = 0$ 时（短路点处），$P_{pv} = 0$；同理，当 $V_{pv} = V_{oc}$ 时（开路点处）因为 $I_{pv} = 0$，所以 $P_{pv} = 0$。在式（1-3）的定义的区域之内，P_{pv} 存在一个最大值点，我们称之为最大功率点（Maximum Power Point，简称 MPP）。此点对应的电压、电流分别称之为 V_{MPP} 和 I_{MPP}（见图 1-10）。在此点 P（V_{MPP}，I_{MPP}）处，光伏发电装置提供的功率 P_{pv} 为最大功率，并用 P_{MPP} 表示，且有

$$P_{MPP} = V_{MPP} I_{MPP} \tag{1-4}$$

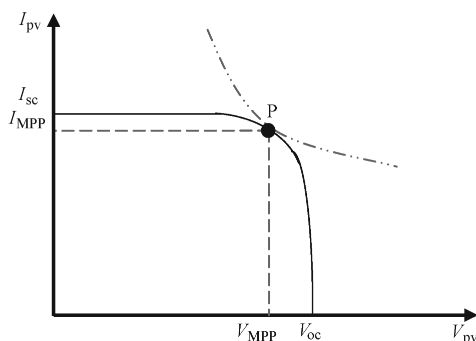


图 1-10　太阳电池的电流-电压（$I_{pv} - V_{pv}$）特性曲线

在标准辐射照度条件下，P_{MPP}、V_{MPP} 和 I_{MPP} 又被分别记做 P_{MPP_ref}、V_{MPP_ref} 和 I_{MPP_ref}。

在 MPP 处，有

$$0 = \frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} \tag{1-5}$$

根据式（1-2）可得

$$0 = \frac{\partial (V_{pv} I_{pv})}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} \tag{1-6}$$

或等效为

$$-\frac{\partial V_{pv}}{\partial I_{pv}} = \frac{V_{pv}}{I_{pv}} \tag{1-7}$$

式（1-7）的左边代表光伏发电装置内部的增量电阻（负号是根据光伏发电装置的

电压、电流方向进行选择的)。式(1-7)的右边代表负载的视在电阻。这样，式(1-7)认为是光伏发电装置内部电阻与负载的视在电阻相匹配的方程式。

效率

光伏组件的光电转换效率与光伏组件将接收到的光能转换为电能成正比。其效率定义为太阳能组件输出功率与入射光功率的比值，即

$$\eta_1=\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}=\frac{V_{\text{pv}}I_{\text{pv}}}{A_{\text{pv}}G} \tag{1-8}$$

式中，A_{pv}是太阳组件的面积；G是辐射照度。

实际上，光伏板的真实效率为

$$\eta_{\text{pv}}=\eta_1\eta_2\eta_3\eta_4\eta_5 \tag{1-9}$$

式中，η_1由式(1-8)计算出的光伏板的效率；η_2是由于结温增高，因此部分接收到的太阳能通量没有转换为电能，而作为组件内热的方式散失。在光伏组件通风不良的情况下，温度升高得更快($0.8<\eta_2<0.9$)；η_3是由于电缆中焦耳热效应导致的功率损耗。为了减小这些功耗，一定要根据电缆中电压降来选择合适的导线的截面积($\eta_3\approx0.98$)；η_4是逆变器的效率($\eta_4\approx0.95$)；η_5与最大功率点的跟踪有关。如果η_4已经包括了带有最大功率点跟踪的变换器的损耗，那么η_5只需考虑最大功率点跟踪的不精确性而带来的损耗($\eta_5\approx0.98$)。如果考虑到最大功率跟踪的变换器的损耗，则η_5会更低，大约是0.95。当然如果没有最大功率点跟踪，η_5只有0.8。

填充因子

填充因子描述$V_{\text{pv}}-I_{\text{pv}}$曲线的矩形系数。填充因子定义为

$$\text{FF}=\frac{P_{\text{MPP}}}{V_{\text{oc}}I_{\text{sc}}}=\frac{V_{\text{MPP}}I_{\text{MPP}}}{V_{\text{oc}}I_{\text{sc}}} \tag{1-10}$$

1.1.3.2 光伏电池的特性曲线

光伏电池的电气特性主要由不同条件下的电流-电压($I_{\text{pv}}-V_{\text{pv}}$)及功率-电压($P_{\text{pv}}-V_{\text{pv}}$)特性曲线来描述。

辐射照度的影响

图1-11表示了不同辐射照度下，$I_{\text{pv}}-V_{\text{pv}}$及$P_{\text{pv}}-V_{\text{pv}}$特性曲线。我们发现，短路电流$I_{\text{sc}}$随辐射照度的增强呈准线性关系，而开路电压$V_{\text{oc}}$则略有增加。综上可知，最大功率$P_{\text{MPP}}$比辐射照度增加得更快。即在高辐射照度时，效率也更高。

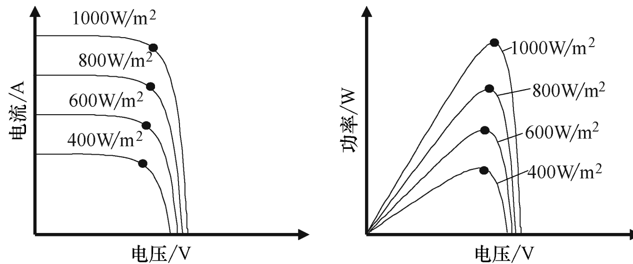


图1-11 辐射照度对电气特性的影响

一般将 1000W/m^2 辐照照度定义为标准条件。在实际应用中，由于没有聚光，光伏板上的辐射照度较弱，所以效率比额定值要低。

温度影响

当光伏电池内部温度 T_j 上升时，由于较好的光吸收（由于能隙效应随温度减小），短路电流 I_{sc} 略有增加，但是开路电压却随温度迅速降低，最大功率也随着温度的上升而大幅减少（见图 1-12）。

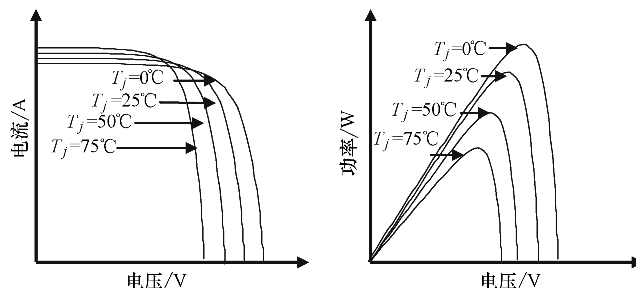


图 1-12　温度对电气特性的影响

一般人们将内部温度 T_j 为 25°定义为标准条件。在日照下，内部温度一般高于标准的 25°，所以效率要比额定值低。

对于给定温度 T_j，当温度变化不大时，短路电流 I_{sc} 由下式得到：

$$\Delta T = T_j - \mathrm{T_{jref}} \tag{1-11}$$

$$I_{sc} = I_{sc-T_{jref}}[1+\alpha_{sc}\Delta \mathrm{T}] \tag{1-12a}$$

式中，α_{sc} 是短路电流的相对温度系数（K^{-1}），此数据可以在数据表中查到；T_{jref} 是光伏电池的参考温度（K），$I_{sc-T_{jref}}$ 是光伏电池在参考温度下的短路电流。

同理，当温度变化不大时，开路电压 V_{oc} 与结温 T_j 有如下关系：

$$V_{oc} = V_{oc-T_{jref}}[1+\beta_{oc}\Delta T] \tag{1-12b}$$

式中，$V_{oc-T_{jref}}$ 是参考温度下的开路电压；β_{oc} 是开路电压的相对温度系数（K^{-1}），此数据可以在数据表中查到。

通常，数据表还提供了最大功率点处功率 P_{MPP} 的相对温度系数。

$$P_{MPP} = P_{MPP-T_{jref}}[1+\gamma_{MPP}\Delta T] \tag{1-13}$$

式中，$P_{MPP-T_{jref}}$ 是光伏电池在参考温度下的最大功率；γ_{MPP} 是最大功率点处功率的相对温度系数（K^{-1}），此数据可以在数据表中查到。

关于光谱效应

白光可以被看作不同波长（颜色）辐射的叠加。对于每种波长，光伏发电装置效率亦不相同。由于这个原因，对于光伏电池和组件的标准条件中还包括对光谱的限制。标准光谱通常记为 AM1.5。在标准光谱条件下，光伏电池和组件的发电效率最优。在实际条件中，光谱不同，对光伏效率影响也不相同。

1.2 光伏系统简介

光伏系统是将光能转换为电能的系统。光伏系统包括不同的部分：光伏电池、电气连接、机械装配和转换为电能输出的方法。产生的电能可以被储存在一个独立的系统中，也可以储存在电池中或者馈送给更大的电网。是否包含电气调节装置引起了人们极大的兴趣，它能保证光伏系统在最优条件下运行。我们使用专用的装置用以跟踪光伏阵列的最大功率点，我们称这种装置为最大功率点跟踪装置（详见第4章）。

1.2.1 独立光伏系统

1.2.1.1 直接耦合光伏系统

独立光伏系统独立于电网运行，为特定的直流负载或交流负载提供电能。最简单的独立光伏系统为直接耦合光伏系统，该系统中光伏组件的直流输出直接连接到直流负载上（见图1-13）。

在直接耦合光伏系统中，负载只在有太阳光时运行。这种系统广泛应用于通风设备、水泵以及太阳能热水加热系统的小型循环泵中。

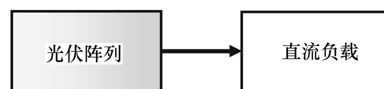


图1-13 直接耦合的光伏系统

1.2.1.2 带电池储能的直流或交流负载的独立光伏系统

在独立光伏应用中，需要为负载昼夜不停地提供电能，所以必须给系统增加储能装置。通常选用电池（譬如铅酸电池、镍镉电池、锂溴化锌电池、氯化锌电池、硫钠电池、镍氢电池、氧化还原电池和钒电池）作为储能装置。光伏应用中选择电池时要考虑到不同的因素（参考第5章）。逆变器内部的频率发生器以获得正确的输出频率（参考第3章）。

充电控制器必须保证电池保持在最大电量状态，而另一方面要保护电池避免因光伏发电装置而过载和由于负载而过放电的发生。有如下几种类型的充电控制器[6]：

- 并联式控制器：其作用为调节电池的充电电流。并联式控制器与光伏阵列和电池并联连接[2]。
- 串联式控制器：这种控制器普遍应用于小功率的光伏系统，其串联在光伏阵列与电池之间。
- 跟踪控制器：此控制器用来跟踪光伏阵列的最大功率点（参见第4章）。

图1-14是典型的独立光伏系统驱动直流负载和交流负载的框图。

1.2.1.3 应用

光伏系统的应用非常广泛。

照明

光伏系统是一个给照明系统供电的理想电源。在这种情况下，由于在晚上照明需求更为重要，因此蓄电池储能是必要的。不同的应用如下[8]：

- 室内照明和家用太阳能产品
- 太阳能广告牌

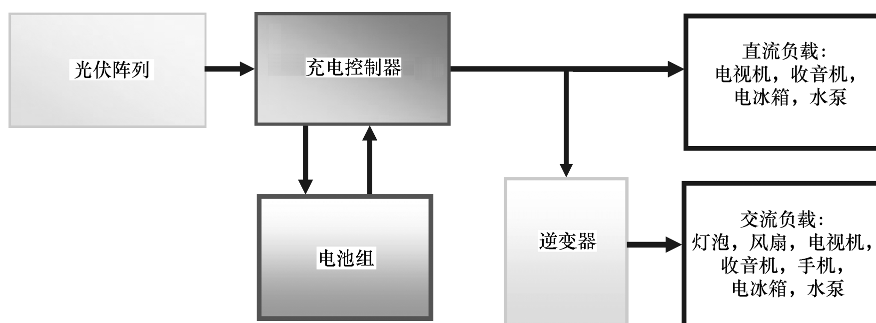


图 1-14　带有电池储能的、可供电给直流负载和交流负载的独立式光伏系统

- 码头和露营照明
- 闪光灯
- 太阳能草坪照明
- 太阳能街道、公路信息标志和火车的守车照明
- 停车场
- 游船码头（特别是在夏季高峰）
- 山地小屋

偏远地区供电

光伏系统是解决一些距离电网较远的区域用电的好方法。这种情形下，其他可再生能源与光伏系统可以互相配合以保证电能的供给。偏远地区供电的一些例子如下[8]：

- 农村家庭
- 农村的供水系统
- 停车场
- 山地小屋
- 偏远农场
- 岛屿供电
- 偏远农村的流动诊所
- 太阳能公路
- 公共海滩设施
- 露营场所
- 军事设施

通信

通信的一些例子如下：

- 无线电话设备
- 收音机
- 电视
- 远程通信系统

- 军用远程通信
- 转播塔或中继站
- 便携式计算机系统
- 公路电话亭
- 火警瞭望台

远程监控

远程监控的一些例子如下：

- 电源监控
- 气象测量系统
- 公路/交通状况
- 结构状况
- 地震记录
- 灌溉控制
- 偏远地区科学研究

水泵及其控制

这些系统可以是：

- 仅当阳光充足时，直接供水系统
- 在有阳光的时间段里，把水抽到高架蓄水塔实现全天候供水

驱动水泵的光伏系统用于下列供水：

- 露营场所
- 灌溉
- 偏远农村供水
- 牲畜用水

机动车电池充电

光伏系统可以用于下列场合：

- 直接给机动车电池充电
- 为了维持不经常使用汽车的电池处于高电量状态，采用缓慢充电方式

其例子如下：

- 消防、除雪
- 设备、农业机械，比如拖拉机或收割机
- 船舶和旅游车的直接充电
- 专用于电动汽车充电的太阳能电站

制冷

对于偏远地区或移动的药品和疫苗存储设备的制冷，光伏系统是有效的解决方法。

消费类产品

有各种各样消费类产品，光伏系统用于给以下产品的供电：

- 大型旅行车的小型直流电器

- 手表
- 手提灯
- 计算器
- 收音机
- 电视
- 闪光灯
- 户外照明
- 安全系统
- 开门器

1.2.1.4　独立光伏系统的优点

独立光伏系统的最重要的优点[8]为：

- 工作运行中能可靠的为负载提供电能
- 使用寿命长
- 维护费用低

1.2.2　并网光伏系统

安装在住宅和商业建筑上的实用交互式光伏发电系统越来越成为电力生产的重要电源。并网光伏系统能够避免传输和配电损耗，为在用户附近生产显著数量的高质量电能提供了很好的方法。这些系统与现有电网并联运行，可以实现与电网电能的双向流动。并网光伏系统可以分为以下两种系统：

- 分布式并网光伏系统
- 集中式并网光伏系统

1.2.2.1　分布式并网光伏系统

在此系统中，太阳能转化为电能给用户供电，如果转化的电能还有富余，则将多余能量馈送给电网，所以该系统不一定需要储能装置（见图1-15）。在这种情况下，逆变器必须与电网提供的能量（电压和频率）和谐地匹配。

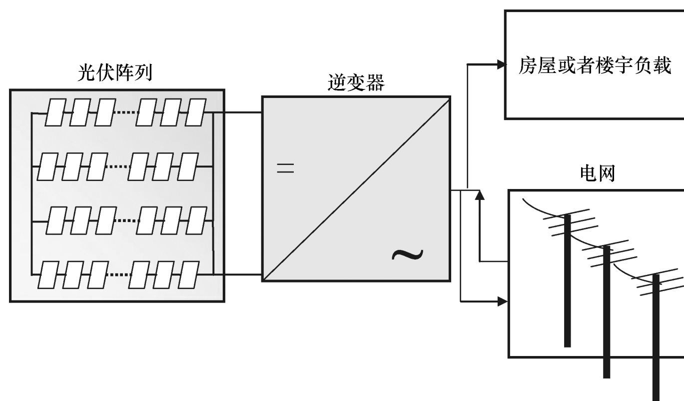


图1-15　分布式并网光伏系统

在晚上或者当光伏系统发出的电能不足时，电网充当储能系统，给用户供电。

1.2.2.2 集中式并网光伏系统

集中式并网光伏系统为集中式光伏发电站，可以达到兆瓦级。此系统可以构建中压或者高压电网（见图1-16）。

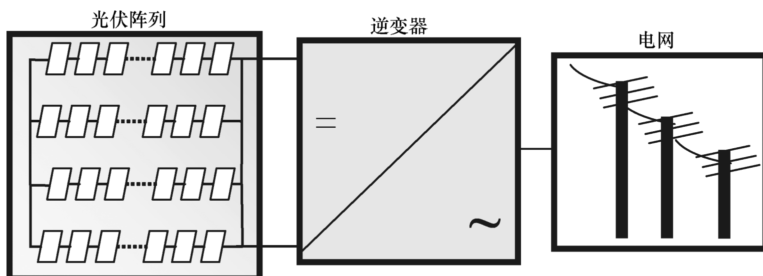


图1-16 集中式并网光伏系统

1.3 光伏系统的结构规划

为了兼顾系统的可靠性以及成本，有必要对光伏系统做正确的结构规划。在设计中必须考虑长期以来当地的气象数据、太阳辐射照度、准确的用户负载曲线情况。

1.3.1 确定负载曲线

负载的性质以及负载曲线是我们首先需要考虑的两个重要参数。

1.3.2 太阳辐射分析

我们必须需要所在地的经纬度、气候数据以及系统安装时的各种限制等信息。

1.3.3 光伏发电量估计

根据倾斜的电池板上接受的总辐射照度、环境温度和生产商提供的光伏组件的数据表，可以估计光伏发电装置能够产生的电能。光伏发电装置所能产生的电能为

$$E_{pv} = \eta_{pv} A_{pv} G[1 - f_b + f_b \eta_{batt}] \tag{1-14}$$

式中，f_b是通过电池能量释放比，η_{batt}是电池的效率（$\eta_{batt} \approx 0.8$）。

1.3.4 光伏发电系统的面积

1.3.4.1 方法一

光伏发电系统每月在单位面积上产生的电能记为$E_{pv,m}$（kW·h/m^2），负载每月需要的电能记为$E_{L,m}$（这里，$m=1$，2，…，12，分别代表一年中的月份）。光伏发电系统的最小面积发出的电能必须能够满足所覆盖全部用户需要的电能[9]，所以有

$$A_{pv} = \max_m \frac{E_{L,m}}{E_{pv,m}} \tag{1-15}$$

考虑到电池体积的限制以及安全方面的因素，实际面积应该大于式（1-15）所确定的面积。

对于含有电网连接或者其他能源的系统，面积可以在全年基础上得到。

给负载供电的光伏发电装置所产生的总电能可用下式表示：

$$E_{\mathrm{L}} = E_{\mathrm{pv}} I_{\mathrm{pv}} \tag{1-16}$$

光伏发电装置的面积 A_{pv} 取决于光伏发电系统的年度平均每月的发电量（$\overline{E_{\mathrm{pv}}}$）；负载年度平均每月所需要的电能记为 $\overline{E_{\mathrm{L}}}$。

$$A_{\mathrm{pv}} = ff \frac{\overline{E_{\mathrm{L}}}}{\overline{E_{\mathrm{pv}}}} \tag{1-17}$$

式中，ff 是光伏系统发出的电能占负载消耗能量的比例。

光伏组件的数量由下式得到：

$$N_{\mathrm{pv}} = \mathrm{ENT}\left[\frac{A_{\mathrm{pv}}}{A_{\mathrm{pv,u}}}\right] + 1 \tag{1-18}$$

式中，$A_{\mathrm{pv,u}}$ 为系统单元的面积。

1.3.4.2　方法二（见 1.3.6 节）

1.3.5　电池组的数量

通常在计算前我们必须考虑以下的因素：

- 每天的用电量
- 自给的天数
- 放电深度的限制
- 电池组的环境温度

1.3.5.1　用电量

首先，我们必须知道每天的消耗电能数量 $E_{1,\max}$（W・h/日）。

1.3.5.2　自给的天数

其次，我们需要定义自给的天数，用 N_{j} 表示。将每天的耗电量乘以自给的天数 N_{j} 得到

$$\mathrm{RES} = E_{1,\max} N_{\mathrm{j}} \tag{1-19}$$

1.3.5.3　放电深度的限制

我们必须确定蓄电池的放电深度（DOD），将放电深度（DOD）变为小数，用式（1-19）除以该小数值得到下式：

$$\mathrm{ANT} = \frac{\mathrm{RES}}{\mathrm{DOD}} = \frac{E_{1,\max} N_{\mathrm{j}}}{\mathrm{DOD}} \tag{1-20}$$

1.3.5.4　电池组的环境温度

我们必须考虑环境温度对于蓄电池组容量的影响。电池组工作的环境温度不同，乘以的系数也不相同，该系数也和电池的种类有关。表 1-1 给出了当蓄电池在不同环境温度下的数据。

表 1-1 因子的计算

温度/℃	温度/℉	因子/FT	温度/℃	温度/℉	因子/FT
+26	80 +	1. 00	+4	40	1. 30
+21	70	1. 04	−1	30	1. 40
+15	60	1. 11	−6	20	1. 59
+10	50	1. 19			

式（1-20）乘以因子（FT），那么可以得到电池组的以 Wh 为单位的最小容量：

$$C_{\text{batt,min}}(\text{Wh})=\frac{\text{ANTFT}}{N_{\text{m}}\eta_{\text{batt}}} \tag{1-21}$$

最后最小容量除以电池组的电压 U_{batt}，得到电池组的以 Ah 为单位的最小容量为

$$C_{\text{batt,min}}(\text{Ah})=\frac{C_{\text{batt,min}}(\text{Wh})}{U_{\text{batt}}} \tag{1-22}$$

储能装置电池容量可以写为

$$C_{\text{batt,min}}(\text{Ah})=\frac{E_{\text{L,max}}N_{\text{j}}\text{FT}}{U_{\text{batt}}\text{DOD}N_{\text{m}}\eta_{\text{batt}}} \tag{1-23}$$

式中，U_{batt}是电池的电压；DOD 是放电的深度；η_{batt}是电池的效率；N_{m}是每月中最大能量消耗的天数。

所使用电池的数量按单体电池容量由下式确定：

$$N_{\text{batt}}=\text{ENT}\left[\frac{C_{\text{batt,min}}}{C_{\text{batt,u}}}\right] \tag{1-24}$$

1.3.6 逆变器的选择

逆变器的选择和个数取决于以下三个要求：电压的容量、电流的容量、功率的容量。根据这三个要求可以确定各个光伏组件的连接方式。

1.3.6.1 电压容量

最大允许输入电压 $V_{\max}$

逆变器的特性可以用最大允许输入电压 $V_{\max}$来表征。如果光伏系统产生的电压大于 $V_{\max}$，将会损坏逆变器。输入电压 $V_{\max}$过大也是造成逆变器损坏的原因。并且，由于串联后光伏系统的电压增加，因此 $V_{\max}$决定了串联的组件的最大个数。显而易见，这由光伏组件产生的电压决定。光伏产生的电压是开路电压 V_{oc}。串联光伏组件的最大个数由下式计算：

$$N_{\text{pv_serial}}=\text{ENT}\left[\frac{V_{\max}}{1.15V_{\text{oc}}}\right] \tag{1-25}$$

式中，1. 15 代表安全系数。

最大功率点跟踪电压范围

根据最大功率点跟踪（MPPT）电压，可以计算出串联的光伏组件的最少和最多的数量。逆变器必须在所有的时刻都跟踪最大功率组件。MPPT 系统仅仅工作在由制造商

和逆变器数据表所列出的输入电压范围内。当逆变器直流侧的输入电压比 MPPT 最小电压还小时，逆变器一直都工作，但是所提供的功率与 MPPT 最小电压处的功率相等。因此，必须保证光伏系统产生的电压在逆变器 MPPT 电压范围内。如果不符合这种情况，虽然不会损坏逆变器，但是会有功率损耗。

串联的光伏组件的最少和最多数量由下式计算得到[9]：

$$N_{\text{minimal}_{\text{pv_ serial}}} = \text{ENT}\left[\frac{V_{\text{mpp,min}}}{0.85V_{\text{mpp}}}\right] \tag{1-26}$$

$$N_{\text{maximal}_{\text{pv_ serial}}} = \text{ENT}\left[\frac{V_{\text{mpp,max}}}{1.15V_{\text{mpp}}}\right] \tag{1-27}$$

式中，1.15 代表在 -20℃时计算得到的 MPP 电压的增加系数；0.85 代表在 70℃时计算得到的 MPP 电压的减小系数。

1.3.6.2　电流容量

由于并联的太阳能板个数增加时，电流也增加，因此电流 $I_{\max}$ 决定并联的太阳能板的最多数量。很明显，这取决于由光伏系统提供的电流。在设计规模时，假设光伏系统提供的电流与数据表给出的短路电流 I_{sc} 相等，并联的太阳能板的最多数量由下式计算得出：

$$N_{\text{pv_ parallel}} = \text{ENT}\left[\frac{I_{\max}}{1.25I_{sc}}\right] \tag{1-28}$$

式中，1.25 表示安全系数。

1.3.6.3　功率容量

逆变器的最大输入功率限制了连接的太阳能板的数量。实际上，我们必须保证光伏系统的功率不能超过最大允许功率。由于光伏系统输出的功率受辐射和温度的影响，设计规模时要考虑到计算得到的功率要比逆变器最大允许功率小。理想情况下，光伏系统输出的功率一定与逆变器最大允许功率相等。

1.3.7　直流导线的规格

连接光伏阵列的布线确保光伏阵列输出的电能有效地传递给负载。理论上，连接线由电阻为零的完美的电流导体构成。而实际上，导体的电阻不为零（见图 1-17）。

导线的电阻非常小却不为零。有如下等式：

$$R = \frac{\rho l_c}{S} \tag{1-29}$$

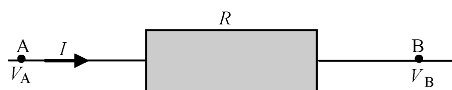


图 1-17　电缆的模型

式中，l_c 为电缆长度（m）；S 为截面积（m^2）；ρ 是电缆的电阻率（Ω·m），由材料决定[11]。

由上面可知，导线电阻将会引起导线输入和导线输出之间的压降：

$$U = V_A - V_B = RI$$

理想情况下：$R=0$，$U=0$。那么，$V_A = V_B$。但是由于 $R>0$，因此 $V_A > V_B$，与表 1-2相符合。

表 1-2 材料的电阻率

$\rho_c/\Omega\cdot m$	材 料
2.7×10^{-8}	铝芯电缆
1.7×10^{-8}	铜芯电缆
1.6×10^{-8}	银芯电缆

直流导线的压降与功率损耗相关，有

$$E_{J,i}=R_iI_i^2T_{dur} \tag{1-30}$$

式中，$E_{J,i}$是导体 i 中焦耳损耗所耗散的电能；R_i和 I_i是导线的电阻和平均电流；T_{dur}是持续时间（如果以 h 为单位，则电能的单位是 Wh）。R_i用式（1-29）替换后，直流导线焦耳损耗的总和为

$$E_J=\sum_i\rho_c\frac{L_i}{S_i}I_i^2T_{dur}=\rho_cT_{dur}\sum_i\frac{L_i}{S_i}I_i^2 \tag{1-31}$$

容易证明，对于给定的导线体积，为了减小其损耗，所有导线的比率必须相同。

$$\lambda_c=\frac{S_i}{I_i} \tag{1-32}$$

因此，直流电缆线路的焦耳损耗为

$$E_J=\frac{\rho T}{\lambda_c}\sum_i L_iI_i \tag{1-33}$$

实际中，限制直流导线损耗为 $N_{pv}E_{pv}$产生能量的 ε 倍（$\varepsilon\approx1\%\sim3\%$）。由式(1-33)得

$$\lambda_c=\frac{\rho_cT_{dur}}{E_J}\sum_i L_iI_i=\frac{\rho_cT_{dur}}{\varepsilon N_{pv}E_{pv}}\sum_i L_iI_i \tag{1-34}$$

最后，从式（1-32）可以得到每个导线最小截面积。

$$S_i=\lambda_cI_i \tag{1-35}$$

当然，在某些国家，需要考虑其相应的安全规格。

1.3.8 交流电缆的规格

交流电路中的压降由下式计算得到：

$$\Delta V=b(\rho_{c1}\frac{L1}{S1}\cos\phi+\lambda_cL_1\sin\phi)I_{max} \tag{1-36}$$

式中，ΔV 为压降；b 为系数，在三相电路里，电流为线电流，电压为线电压，b 等于 $\sqrt{3}$，而在单相电路里，b 等于 2；ρ_{c1} 为导线材料（铜或铝）的电阻率；L_1 为导体长度（m）；S_1 为导体截面积（mm^2）。$\cos\phi$ 为功率因数（ϕ 为电流和电压的相位差）；I_{max} 为最大电流；λ_c 为导体电抗（Ω/m）。

导线的电抗 λ_c 取决于导线与导线之间的排列。

在光伏发电系统中，功率因数 $\cos\phi$，通常为 1，这意味着 $\sin\phi=0$。因此不管电抗为多少，（式 1-36）的第二项为 0。这样的话，不需要知道导线的电抗，就可以按下式

计算出交流侧的电压降：

$$\Delta V = b(\rho \frac{L_1}{S_1}\cos\phi) I_{\max} \tag{1-37}$$

有

$$\varepsilon = \frac{\Delta V}{V_n} \tag{1-38}$$

式中，V_n 是额定电压。因此有

$$S_1 = b(\rho_1 \frac{L_1}{\varepsilon}\cos\phi) \frac{I_{\max}}{V_n} \tag{1-39}$$

式中，$\varepsilon \approx 0.01$。当然，在某些国家，需要考虑其相应的安全规格。

1.3.9　直流熔断器的规格

在光伏发电系统中，熔断器用来保护光伏组件以防过载。为了用熔断器防止过电流，定义了一些参数如下：

- N_{pv_Serial}，组件的串联数量。在光伏发电系统中，需要串联太阳能板来获得期望的直流电压。
- $N_{pv_parallel}$，组件的并联数量。如果并联的太阳能板不超过三个（$N_{pv_parallel} \leqslant 3$），不必考虑保护太阳板以防过电流；但是超过四个（$N_{pv_parallel} \geqslant 4$），过电流可能会导致电缆过热，并损坏光伏板。每块光伏板必须加一个熔断器来避免过电流。
- I_{sc}，短路电流［标准测试条件（STC）下］。
- 熔断器额定电流应该为电流 I_{sc} 的 1.5 ~ 2 倍。
- V_{oc}，开路电压［标准测试条件（STC）下］。

熔断器的工作电压应该是开路电压的 1.15 倍（$1.15V_{oc}N_{pv_Serial}$）。

一般应按直流额定参数选择熔断器和开关设备。

1.4　光伏系统的可行性

根据图 1-14 所示的供电给直流和交流负载的典型独立光伏系统的应用，我们可以设计一个图 1-18 所示的原理图。

1.4.1　估计光伏发电系统大小

负载包括任何类型由电源供电的负载（电视、收音机、蓄电池）。我们必须确定当地的每日太阳光量，最后，我们再确定光伏阵列的大小和蓄电池组的大小（详见 1.3.5 节）。图 1-19 所示的流程图说明了怎样估计光伏阵列和蓄电池组的大小。

1.4.2　估计光伏发电系统的成本

购买光伏组件时，我们要检验光伏组件是否满足电气安全标准和使用寿命的要求。一般地，在光伏发电系统中，我们使用大量铅酸蓄电池（见第 5 章）。需要使用逆变器将直流电变换为交流电（见第 3 章）。除了光伏组件、蓄电池之外，成套光伏系统还使用电线、开关、熔断器和连接器等。一般来说，需要留出 20% 的资金裕量[12]。（光伏发电系统成本计算的流程图见图 1-20）。

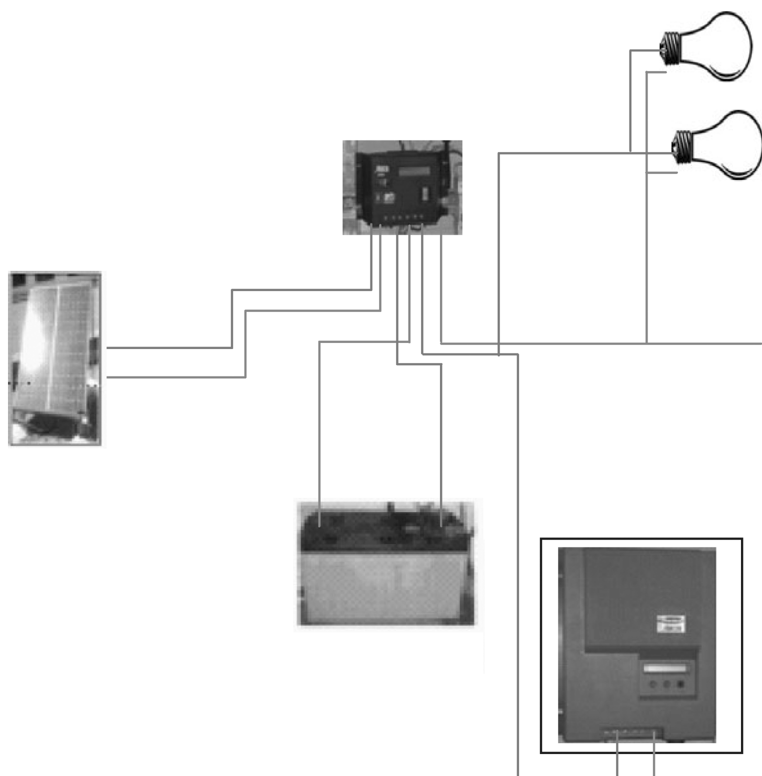


图 1-18　原理图

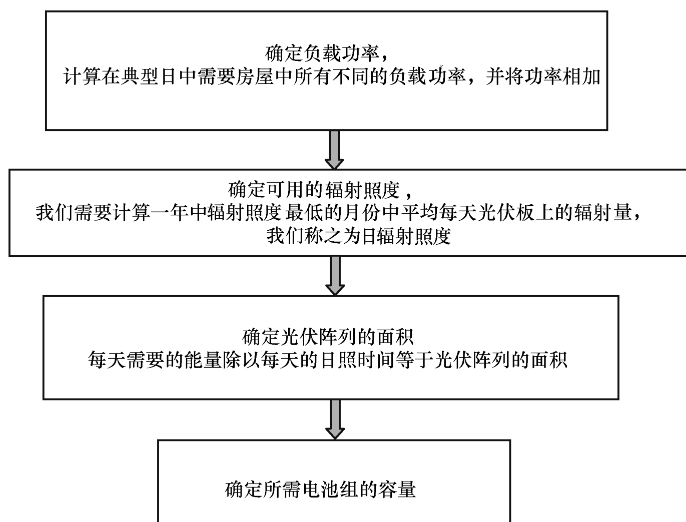


图 1-19　光伏阵列面积计算的流程

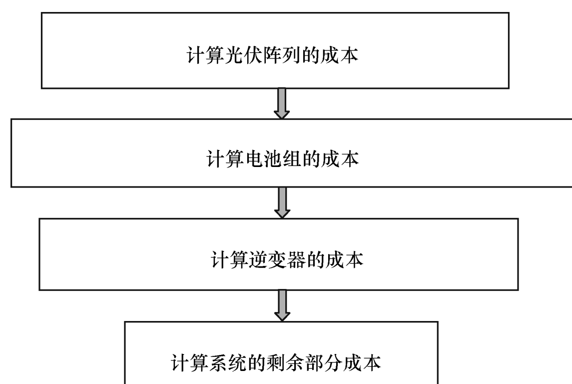


图 1-20　光伏发电系统成本计算的流程

1.5　光伏系统的维护

一般来说，光伏系统几乎不需要维护，但是有时候清洗太阳电池板却是必要的。保护电气连接装置、防止腐蚀也是很必要的。最后，蓄电池组也需要定期维护。

1.5.1　太阳电池板清洗

通常光伏系统只需很少量维护。当太阳电池板上有明显的灰尘覆盖时，必须对其进行清洗。沙漠地区，太阳电池板上会经常积有沙尘，必须频繁地清洗。一般来说，使用常温清洗方法，以避免玻璃振动和产生硬质水点。也必须清除电气汇流箱和逆变器里的沙尘和污垢。

1.5.2　检查

必须对系统中各部件进行定期检查。当然，检查系统性能是否接近初始时候的性能也是非常关键的。

1.5.3　蓄电池组的定期维护

必须定期检查蓄电池，以防止出现任何问题，特别是腐蚀和泄漏。如果有必要，需要增加电解液和均衡充电。

1.5.4　逆变器的控制

只需确定逆变器是否完全与太阳电池板相匹配。

第 2 章　太阳辐射照度模型以及电池模型

符号表：

A_{PV}	光伏电池的面积
$C(N)$	距离校正
CT	民用时
$\mathrm{d}\Omega$	基本立体角单元
E	标准的直射辐射照度
E_t	关于时间的方程
f_{circ}	“环日” 系数
G	总的辐射照度（$\mathrm{W/m^2}$）
G_{ref}	参考辐射照度（$\mathrm{W/m^2}$）
g	相位函数 $P(\Theta)$ 的不对称因子
g_{ref}	半球相位函数的不对称因子
GMT	格林威治标准时间
H_{-}	水平面上的总辐射
HA	太阳时角
h	太阳的视在高度角
h_{astr}	真实的太阳高度角
H_{d}	直接辐射
$H_{\mathrm{d'}}$	定向辐射
$H_{\mathrm{d'}-}$	在水平面上直接辐射
$H_{\mathrm{d'n}}$	垂直于太阳直射平面上受到的直接辐射
H_{dn}	太阳直接直射至垂直地面时的辐射量
H_{dn}^{*}	直射辐射的最大值
$H_{dn\lambda}^{e}$	在大气层外面波长为 λ 的光线产生的标准的直接辐射
H_{dn}^{e}	在大气层外面的标准的直接辐射
H_0^{e}	太阳常数
H_{s}	散射辐射
H_{sg}	来自地面的半球辐射
H_{sh}	半球辐射
H_{shsky}	来自天空的半球辐射
$H_{\mathrm{shsky}-}$	来自天空的半球辐射在水平面上的辐射照度

I_o	二极管的反向饱和电流
$I_{app}(\Omega)$	位于方位 Ω 上光照的可见亮度
I_d	流过内部二极管的电流
$I_{sapphem}$	天空中可见的半球散射辐射
I_{ph}	光电流
I_{Rsh}	并联电阻上的电流
I_{sc}	短路电流
$I_{sc-tjref}$	额定温度下的短路电流
i	方位 Ω 与地面法向量的夹角
$J(\mu, \varphi)$	由多次散射形成的辐射源
$J_0(\mu, \varphi)$	由第一次散射形成的辐射源
k	大气模型中消光系数
K	光伏电池模型中的波尔兹曼常数
k'	定向消光系数
$k_\lambda \mathrm{d}m$	λ 光线的相对消光系数
$k_0(m)$	标准大气下大气模型中消光系数
(lat)	该地区的北纬度
(long)	该地区的东经度
m	相对空气质量
m'	绝对空气质量
m'_{zref}	标准大气下垂直方向的大气质量
MST	当地平均的太阳时
N	一年中的某一天
$P(\Theta)$	关于角度 Θ 的函数
P_1，P_2，P_3	固定的参数
p	气压
p_0	标准大气的气压
$P_{sealevel}$	海平面的大气压
q	单位电荷量
R_{loc}	当地的反射率
R_{reg}	该地区的反射率
R_s	串联电阻
R_{sh}	并联电阻
RST	该地区真实的太阳时
STC	标准条件
T	温度
T_j	结温

T_{jref}	参考结温
T_{linke}	浑浊系数
TD	时差
TOA	大气的顶端
UT	世界时间
U_{pv}	光伏两端的电压
z	海拔
α_{sc}	参考表给出的短路电流的温度系数
β_{oc}	参考表给出的开路电压的温度系数
γ_1，γ_2	系数
δ	太阳倾斜角
Θ	入射光与散射光之间的夹角
θ_o	太阳的视在天顶角
$\theta_{o\ \mathrm{astr}}$	太阳的实际方位角，即天文角
θ_p	平面的倾角
λ	波长
μ，μ_0，μ_p	相应天顶角的余弦值
φ	方位角
φ_o	太阳的方位角
φ_p	平面的方位角
ω	散射部分占散射加吸收总和的比重
ω'	半球辐射的散射系数
$\overline{\omega_0}$，$\overline{\omega_1}$，$\overline{\omega_2}$，	I_{h} 的勒让德多项式展开后的系数

要想了解光伏系统真实的运行情况，就有必要建立其计算机仿真模型，最重要的是要知道一年甚至更长时间内光伏阵列受到的光照辐射照度。但是依靠测试得来的实际数据并不可靠，因为我们唯一可知的结果就是每小时或者每天内太阳照射在水平地面的总的辐射照度。要想真实的估算出光伏组件受到的辐射量以及光谱特性，必须要建立大气的模型，并结合光伏模块的模型，推算辐射照度、光谱、温度变化时光伏模块的发电特性。

光伏系统的优化也需要我们建立适合的模型，其可以帮助我们在较短的时间内评估整个系统的性能，对比各个方案的可行性。本章第一部分就是建立简单的大气、环境模型，估算光伏模块受到的辐射。

2.1 辐射模型

2.1.1 原理以及假设

2.1.1.1 太阳光的传播过程

当太阳光穿过大气时会发生吸收和散射现象，最终才辐射至光伏模块上。当然也有

一部分太阳光直接辐射至光伏模块上，我们称之为直接辐射。一部分辐射在穿过大气层时遇到空气、尘埃、水滴、冰晶发生了散射，在照射到地面时也发生了散射，发生散射的这部分辐射经过数次反射之后也可辐射至光伏模块上，这部分辐射我们称之为散射辐射。当天空晴朗时，直接辐射占主要部分。当阴天时，总辐射比较低，散射辐射占的比重大些。光伏模块受到的辐射来自于许多途径，如图 2-1 所示。

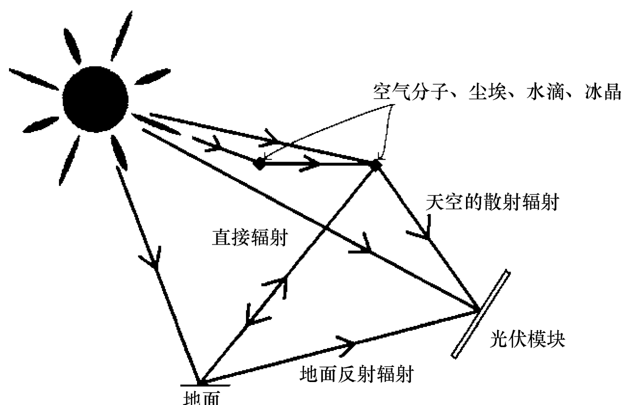


图 2-1　太阳辐射的方式

在本章中，我们不考虑大气的红外辐射，因为大气的红外辐射波长较长，光电效应弱。但是来自太阳光的红外辐射穿透了大气，直接辐射至光伏模块上，可以诱发光电效应，这部分是应该考虑的。

2.1.1.2　角度的定义

为了正确的描述不同的方位，我们定义了球坐标系，称之为水平坐标，如图 2-2 所示。其中 ZN 是当地垂线。

定义完坐标后，任意方位 Ω 可以表示为两个角度 θ 和 φ。接受辐射平面的法线可以用 θ_p 和 φ_p 分别表示为平面的倾角和方位角。

球面立体角定义为单位半径球表面上的椎体的表面积，在球坐标系下，基本立体角单元表示为

$$d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi \qquad (2\text{-}1)$$

在式（2-1）中 θ 和 φ 的单位都是弧度。

单位平面内受到的总的辐射照度 G 有如下定义：

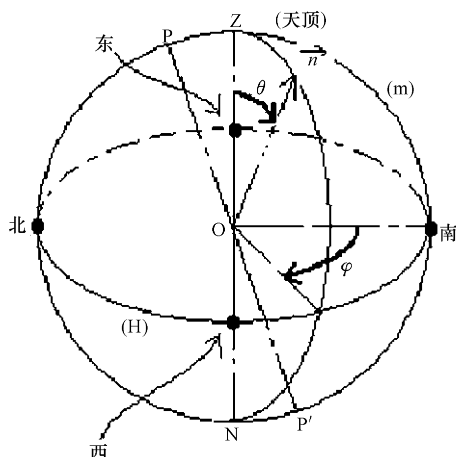


图 2-2　水平坐标系的定义

（PP′是地球旋转轴）

$$G = \iint_{i<90^\circ} I_{app}(\Omega)d\Omega = \iint_{i<90^\circ} I_{app}(\cos\theta,\phi)\cos i\sin\theta d\varphi \qquad (2\text{-}2)$$

式中，$I_{app}(\Omega)$ 是方位 Ω 上光照的可见亮度；i 是该方位与法向量之间的夹角。

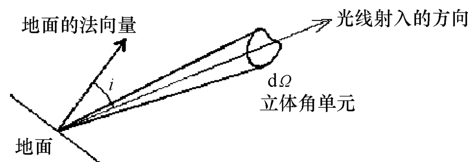


图 2-3　角度 i 的定义

根据球面立体几何的知识，可以计算出角度 i 的表达式为

$$\cos i = \cos\theta\cos\theta_p + \sin\theta\sin\theta_p\cos(\varphi - \varphi_p) \tag{2-3}$$

2.1.1.3　太阳位置的计算

太阳位置可以由角度 θ_o 和 φ_o 来表示。θ_o 代表太阳的视在天顶角，φ_o 代表太阳的方位角。我们通常用 h 表征 θ_o。

$$h = \frac{\pi}{2} - \theta_o \tag{2-4}$$

式中，h 称之为视在高度角，是太阳位置和水平面的夹角。

事实上，我们不用去测试太阳的位置即可知道太阳高度角。因为知道时间，经度纬度以及一些天文数据就可以推算出太阳高度。计算过程要用到的赤道坐标系如图 2-4 所示，该坐标系不同于图 2-2 所示的坐标系。图中（m）表示当地的子午线，如图 2-2 所示。

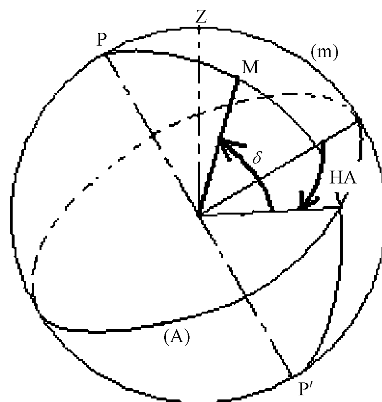


图 2-4　赤道坐标定义

在坐标系中，坐标用 δ 和 HA 表示。δ 和 HA 分别称之为倾斜角和时角。利用天文学的方法可以很精确的计算出倾斜角和时角。文献［13］给出了一种简化计算的方法。

如果允许一定的误差，文献［14］提供了求解公式。

太阳的倾斜角有如下计算公式：

$$\sin\delta(N) = 0.398\sin\left\{\frac{2\pi}{365}\left[N - 82 + 2\sin\frac{2\pi(N-2)}{365}\right]\right\} \tag{2-5}$$

式中，N 是一年中的某一天。

采用如下步骤可以获知太阳的视在高度角 h，首先要知道民用时 CT。

（a）世界时间 UT 或者格林威治标准时间 GMT 可以用 CT 减去时差 TD。

$$\mathrm{UT} = \mathrm{CT} - \mathrm{TD} \tag{2-6}$$

（b）在东经的地方，当地的平均太阳时为

$$\mathrm{MST} = \mathrm{UT} + \frac{(\mathrm{long})}{15} \tag{2-7}$$

其中（long）代表东经多少度，单位是（°）；MST 和 UT 的单位为小时。

（c）该地真实的太阳时

$$\mathrm{RST}=\mathrm{MST}+E_t \tag{2-8a}$$

式中，E_t 是关于时间的方程。E_t 考虑了地球围绕太阳的旋转速度的不一致性。近似的有

$$E_t(N)=\frac{1}{60}[9.87\sin(2N')-7.53\cos(N')-1.5\sin(N')] \tag{2-8b}$$

式中，$N'=\dfrac{2\pi(N-81)}{365}$。（2-8c）

（d）时角和真实的太阳时的关系

$$\mathrm{HA}=\frac{\pi}{12}(RST-12) \tag{2-9}$$

如果知道了角度 δ 和 HA，就可以计算出 θ_{oastr}，h_{oastr}和 φ_o。

$$\sin h_{astr}=\cos\mathrm{HA}\cos\delta\cos(\mathrm{lat})+\sin\delta\sin(\mathrm{lat}) \tag{2-10a}$$

$$\cos\varphi_o\cos h_{astr}=\cos\mathrm{HA}\cos\delta\sin(\mathrm{lat})-\sin\delta\cos(\mathrm{lat}) \tag{2-10b}$$

$$\sin\varphi_o\cos h_{astr}=\sin\mathrm{HA}\cos\delta \tag{2-10c}$$

式中，lat 是北纬多少度。

从式（2-10b）和式（2-10c）式可确定 φ_o 大小。

太阳的视在天顶角 θ_o 约等于太阳的实际方位角，即天文角 θ_{oastr}，由于大气的折射现象二者之间存在一定的误差。在研究光伏系统时，我们经常作如下近似：

$$\theta_o\approx\theta_{oastr}\text{或者 } h\approx h_{astr} \tag{2-11a}$$

当天顶角较小，太阳高度角接近 90°时，上式不用做校正。

当天顶角较大，太阳高度角接近 0°时，文献［15］给出了下式：

$$h\approx h_{astr}+\frac{p}{1010}\,\frac{283.15}{273.15+T}\,\frac{1.02}{60}\mathrm{cotg}\left(h_{astr}+\frac{10.3}{h_{astr}+5.14}\right) \tag{2-11b}$$

式中，$-2°<h_{astr}<89°$；p 是大气压强；T 是摄氏度；h 和 h_{astr}的单位是（°）。

当 $h_{astr}<-2°$时，上式不成立，因为当 $h_{astr}<-2°$表示目前是夜晚。

考虑太阳的半径，当日出和日落时

$$h\approx-0.27° \tag{2-12}$$

2.1.2　天空和大地的辐射模型

总辐射照度公式［式（2.2）］可以拆分为两项，直接辐射和散射辐射。

$$G=H_d+H_s \tag{2-13}$$

下标 d 表示“直接”，s 表示“散射”。

2.1.2.1　直接辐射

假设直接辐射来自太阳的中心，直接辐射就是在坐标点 θ_o 和 φ_o 上的狄拉克函数，相应的式（2-2）中直接辐射部分可以写作

当 $\cos i<0$，$H_d=0$　（2-14a）

当 $\cos i>0$，$H_d=H_{dn}\cos i$，（$i<90°$）　（2-14b）

下标 n 表示法向量，H_{dn}是太阳直接直射至垂直地面时的辐射照度。i 是直接辐射和平面法线的夹角。对于在式（2-3）中的特例，很容易算出入射角 i，

$$\begin{aligned}\cos i &= \cos\theta_o\cos\theta_p + \sin\theta_o\sin\theta_p\cos(\varphi_o - \varphi_p)\\ &= \sin h\cos\theta_p + \cos h\sin\theta_p\cos(\varphi_o - \varphi_p)\end{aligned} \tag{2-15}$$

应用上式（2-15），只需要测量出 H_{dn}的值，就可知道任意平面上 H_d 的值。

当天空是晴朗的或者云层很均匀，H_{dn}是关于时间的光滑函数。但是如果厚云层没有完全覆盖天空，H_{dn}会发生迅速的变化：当处于直射辐射的最大值为 H_{dn}^*（有阳光时的直接辐射），当被遮蔽时直接辐射为0。这种情况我们称之为“双峰状态”。

光照的持续时间值得关注。光照的持续时间定义为 $H_{dn} > 120\text{W}$ 时的照射时间。所以如果 $H_{dn}^* > 120\text{W}$ 那么阳光的持续时间等于记录时间，即 $H_{dn} = H_{dn}^*$。

2.1.2.2 关于太阳的散射辐射

式（2-2）中，散射辐射部分如下式（2-16）所示：

$$H_s = \iint_{i<90°} I_{sapp}(\Omega)\mathrm{d}\Omega = \iint_{i<90°} I_{sapp}(\cos\theta,\varphi)\cos i\sin\theta\mathrm{d}\theta\mathrm{d}\varphi \tag{2-16}$$

根据文献［16］，式（2-16）中的 I_{sapp}（$\cos\theta$，φ）可以拆分为两部分：“环日”部分和“半球”部分。

$$I_{sapp} = I_{sappcirc}(\Phi) + I_{sapphem}(\theta) \tag{2-17}$$

式中“环日”这部分是关于太阳位置与观察者位置夹角的函数，“半球”这部分是关于 θ 的函数。角度 Φ 由下式（2-18）可得，

$$\cos\Phi = \cos\theta\cos\theta_o + \sin\theta\sin\theta_o\cos(\varphi - \varphi_o) \tag{2-18}$$

计算辐射时，通常我们不用式（2-18），我们认为“环日”这部分全部来自太阳的中心。有了上述假设，可以将直接辐射和“环日”这部分辐射整合为一项，统称为直接辐射。我们使用下标 d 表示“直接”。直接辐射这部分的表达式与式（2-14）非常的类似。

当 $\cos i < 0$，$H_{d'} = 0$ （2-19a）

当 $\cos i > 0$，$H_{d'} = H_{d'n}\cos i$，（$i < 90°$） （2-19b）

因为 $I_{sapphem}$这部分与 θ 有关，所以很明显，相应的辐射照度与地面的倾斜角有关。

$$G = H_{d'n}\cos i + H_{sh}(\theta_p) \tag{2-20}$$

参考文献［17］给出了固定时间内实际辐射和倾斜角的关系，图2-5 绘出了实际辐射时的近似结果。

根据式（2-20），假设倾角 θ_p 与方位角 φ_p 关于太阳的方位角 φ_o 不对称，为了计算直接辐射，必须要知道同一 θ_p 不同 φ_p 下两个平面受到的辐射照度的实验数据。因为“直接辐射”在这部分才会有双峰状态，所以还是有必要将直接辐射分为“直接辐射”和“环日”部分辐射两部分。

式（2-20）的特殊情况为辐射到水平面上，通常由气象站测量得到。这种情况下，根据式（2-15），$\theta_p = 0$，所以 $\cos i = \sin h$，式（2-20）简化为

$$G_- = H_{d'n}\sin h + H_{sh-} \tag{2-21}$$

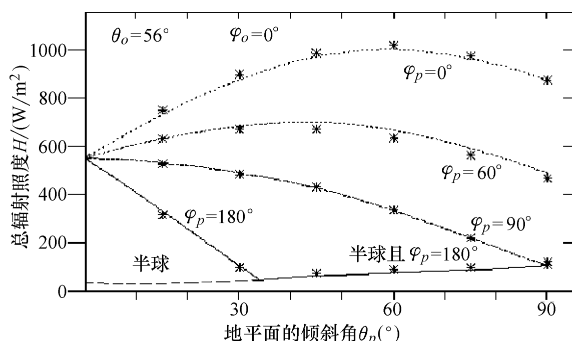


图 2-5　不同方位下地平面的总辐射照度与倾斜角的函数关系

2.1.2.3　地面散射辐射

下面我们将“半球”这部分辐射分解为来自“天空”和“地面”的辐射，

$$H_{sh} = H_{shsky} + H_{sg} \tag{2-22}$$

假设来自各个方向的地面辐射是等同的，辐射呈现“半球”状。所以我们省略式（2-22）的最后一项下标中的 h，解式（2-2）的积分方程，可得地面的辐射照度为

$$H_{sg} = R_{loc} G_{-} \frac{1 - \cos\theta_p}{2} \tag{2-23}$$

式中，R_{loc}是当地的反射率。

在式（2-23）中，G_{-}的值由式（2-21）给出。需要注意的是，地面的散射辐射不同于 H_{sh-}。

$$G_{-} = H_{d'-} + H_{shsky-} \tag{2-24}$$

2.1.2.4　天空的散射辐射

我们需要分析 $H_{shsky}(\theta_p)$ 的表达式。假设来自各个方向的天空半球辐射是等同的，同样解式（2-2）的积分方程，可得

$$H_{shsky-} = H_{si} = H_{si-} \frac{1 + \cos(\theta_p)}{2} \tag{2-25}$$

式中，下标 i 代表各向同性的天空，即假设其为半球形状。

地面受到的总辐射照度的表达式只和三个参数有关，$H_{d'-}$，H_{si-}和 R_{loc}。如果知道 R_{loc}，根据 2.1.2.2 节的测量方法确定其他两种辐射就可以确定地面受到的总辐射照度。

天空的均匀性——该假设与观察结果是相矛盾的。因为接近水平面的天空通常比其余天空更加的晴朗。所以许多作者会根据经验值加入额外项。在本书中，我们没有考虑此项，因为在下节中我们会根据大气的物理模型求解 H_{shsky}的表达式。

2.1.3　大气模型

在许多情况下，通过实验得到的辐射照度的数据往往是不充分的。因为

- 人们没有按照 2.1.2 节所示的方法计算辐射照度。
- 式（2-25）求解的 H_{shsky}的方法不够精确。
- 在求解平均值的时候，时间间隔太长。

- 光谱的特性未知。

特别要强调的是：在研究光伏系统时，不能直接使用辐射照度的平均值。因为

- 光伏模块发出的电量不一定和辐射照度成正比。
- 在系统仿真中，时间是非常的关键。

在实际应用实验数据的时候，往往还要增加大气的模型。

2.1.3.1 大气质量

因为大气密度从0（大气层的最顶端TOA）开始上升至地层表面时的值，所以在低海拔区域，大气对光线的影响尤为明显。标准大气下垂直方向的大气质量有如下表达式：

$$m' \underset{\text{def}}{=} \int \rho \mathrm{d}l \tag{2-26}$$

上式成立基于以下假设条件：

- 大气分子和微粒单独影响光线。
- 它们对光线的影响和温度无关。

虽然经过上述假设后得出的结论并不非常的精确，但是我们仍然认为这些假设是成立的。

式（2-26）中的特殊情况是垂直入射光。定义 $m'_{\text{z ref}}$为一个标准大气下垂直方向的大气质量，其对应的垂直距离从TOA到海平面。然后采用相对大气质量代替式（2-26）中的绝对大气质量。

$$m \underset{\text{def}}{=} \frac{m'}{m'_{\text{z ref}}} \tag{2-27}$$

垂直大气质量 m_z和大气压强有关。假设引力系数 g 为固定值，且等于 9.81m/s^2。所以垂直大气质量 m_z为

$$m_z = \frac{p}{p_0} \tag{2-28}$$

式中，p_0是标准大气压强，$p_0 = 1013.25\text{Pa}$。

如果知道海平面的大气压，就可以知道海拔 z（km）时的大气压

$$p = p_{\text{sea level}}(0.89)^z \quad (z < 3\text{km}) \tag{2-29}$$

光被认为是不同波长的电磁辐射的总和。可见光的波长从 $\lambda = 400\text{nm}$（紫色）到 $\lambda = 800\text{nm}$（红色）。太阳光包括超短波长的紫外线以及超长波长的红外线。有些光伏模块可以吸收不可见的太阳辐射产生能量。

当一束光经过大气时，因为吸收和散射的缘故其能量变低。衰减的值为原来值乘以系数 k_λ，k_λ 称之为消光系数。k_λ 是仅关于 λ 的函数。图2-26解释了该现象。

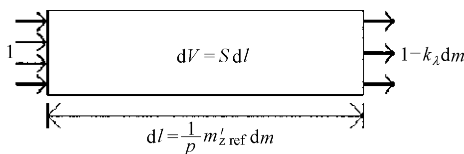


图2-6 消光系数的定义

2.1.3.2 直接辐射

直接辐射，又称为束辐射，在2.2.1.3中介绍了其计算方法。

假设直接辐射穿过大气时，大气层没

有发生折射现象，且大气的质量为 m，

$$m \approx \frac{m_z}{\cos(\theta_0)} = \frac{m_z}{\sin h} \approx \frac{m_z}{\sin h_{astr}} \tag{2-30}$$

考虑大气折射的影响，直接辐射的路径发生少许弯曲。文献［14］给出了考虑折射影响时 Kasten 公式

$$m \approx m_z \frac{1}{\sin h + 9.4010^{-4}(\sin h + 0.0678)^{-1.253}} \tag{2-31}$$

根据图 2-6 所示的消光机理，可得

$$\mathrm{d}H_{dn\lambda} \approx -k_\lambda H_{dn\lambda}\mathrm{d}m \tag{2-32}$$

假设大气均匀一致，式（2-32）可以简化为

$$H_{dn\lambda} = H_{dn\lambda}^{e} \mathrm{e}^{-k_\lambda m} \tag{2-33}$$

式中，$H_{dn\lambda}^{e}$ 为在大气层外面波长为 λ 的光线产生的标准的直接辐射。

对于整个波长范围做积分，可得，

$$H_{dn}^{e} = \int H_{dn\lambda}^{e} \mathrm{d}\lambda \tag{2-34}$$

当地球到太阳的距离等于其平均值（1 天文单位）时，我们称 H_{dn}^{e} 为“太阳常数 H_0^{e}”，其值为 1361W/m^2（参考文献［18］）。文献［19］给出了 $H_{dn\lambda}^{e}$ 的平均值。

事实上，一年之中，在 TOA 点处接受的太阳辐射是变化的，因为太阳和地球之间的距离是变化的。所以 H_{dn}^{e} 和 $H_{dn\lambda}^{e}$ 的值需要根据其平均值和做关于距离的校正。

$$C(N) \approx 1 + 0.034\cos\left[\frac{2\pi}{365}(N-2)\right] \tag{2-35}$$

式中，N 是一年中的某一天。

对于每一种波长而言，k_λ 是当该波长光线穿过含每一单一成分大气发生衰减比率的叠加。事实上，我们可以认为 N_2、O_2、CO_2 等为不变的单一成分。变化的气体有 H_2O、O_3、NO_2，也考虑了大气中的尘埃、水滴、冰晶成分。

为了简化计算，我们用下式代替式（2-34）

$$H_{dn} = H_{dn}^{e} \sum_i \alpha_i \mathrm{e}^{-k_i m}, \text{其中} \sum_i \alpha_i < 1 \tag{2-36}$$

在实际应用中，因为一些波长在大气中被吸收的缘故，所以 α_i 系数的叠加和低于整体值。

式（2-36）的各个分解项反映了频谱信息。频谱被分成了许多波段。每个波段对应一个或者多个指数项。

另外一方面，为了简化计算，对于整个频谱只用一个指数项代替。这时，k 是 m 的函数，即

$$k(m) = k_0(m) T_{Linke} \tag{2-37}$$

$k_0(m)$ 为标准大气下大气模型中消光系数的值。T_{Linke} 是浑浊系数，表征大气的状况。一旦计算出 $k_0(m)$ 的值，测量出 $k(m)$ 的值就可以计算出 T_{Linke}。人们曾经提出了多种计算 $k_0(m)$ 的近似值的方法。不同的 $k_0(m)$ 近似值，计算出 T_{Linke} 也不同。所以人

们需要修订 T_{Linke}原始的实验值。Kasten（见文献［48］）于1996年给出了近似表达式

$$k_0(m)=\frac{1}{6.6296+1.7513m-0.1202m^2+0.0065m^3-0.00013m^4} \tag{2-38a}$$

式中，$1<m<20$。

当 $m>20$ 时，有如下表达式（参考文献［49］）：

$$k_0(m)=\frac{1}{10.4+0.718m} \tag{2-38b}$$

与辐射照度不同，T_{Linke}的值和太阳的高度基本无关。假设在一段时间内气象条件相同，如果知道了这段时间内 H_{dn}的实验数据平均值，就可以找到 T_{Linke}的值。利用 T_{Linke}，可以计算出每时每刻 H_{dn}的值。当然，处在双峰模式下，计算中应该考虑照射时间。在光伏系统计算中，基于上述原因，我们常常使用H_{dn}^*和一个光照概率代替平滑的 H_{dn}。在系统仿真中，能量产生的时间至关重要，采用马尔科夫链可以模拟出一小段时间内直接辐射真实的变化情况。

2.1.3.3　散射辐射概论

下面我们要用到以下变量：

$$\mu=\cos\theta,\mu_0=\cos\theta_0,\mu_p=\cos\theta_p \tag{2-39}$$

散射光为在环境中任意一点处的辐射 $I(\theta,\varphi)$ 在角度（θ，φ）方向上的光线。天空和大地的辐射和 $I(\theta,\varphi)$ 有关，

$$I_{\mathrm{sapp}}(\mu,\varphi)=I(-\mu,\varphi+\pi) \tag{2-40}$$

当非偏振平行光束 E 穿过厚度为 dm 的单元时，发生的散射辐射如下式（2-41）所示：

$$\mathrm{d}I(\Theta)=\frac{k\omega}{4\pi}P(\Theta)E\mathrm{d}m \tag{2-41}$$

式中，ω 是散射部分占散射加吸收总和的比重；Θ 是入射光与散射光之间的夹角；$P(\Theta)$ 是关于角度 Θ 的函数。文献［20］给出了 $P(\Theta)$ 的关系式，

$$\frac{1}{4\pi}\int_{4\pi}P(\Theta)\mathrm{d}\Omega=\frac{1}{2}\int_0^{\pi}P(\Theta)\sin\Theta\mathrm{d}\Theta=1 \tag{2-42}$$

式中，dΩ是立体角基本单元。

当碰到气溶胶或者水滴时，$P(\Theta)$ 的关系式变得比较复杂。我们采用如下近似处理：

$$g=\frac{1}{4\pi}\int_{4\pi}P(\Theta)\cos(\Theta)\mathrm{d}\Omega=\frac{1}{2}\int_0^{\pi}P(\Theta)\cos(\Theta)\sin(\Theta)\mathrm{d}(\Theta) \tag{2-43}$$

根据上面的定义，可以证明大气中散射量 $I(\mu,\varphi)$ 满足下式：

$$\mu\frac{\mathrm{d}I(\mu,\varphi)}{\mathrm{d}m_z}=kI(\mu,\varphi)-J(\mu,\varphi)-J_0(\mu,\varphi) \tag{2-44}$$

式中，$J(\mu,\varphi)$ 是多次散射形成的辐射源；$J_0(\mu,\varphi)$ 第一次散射形成的辐射源。

$J(\mu,\varphi)$ 可由下式可得：

$$J(\mu,\varphi)=\frac{k\omega}{4\pi}\int_0^{2\pi}\int_{-1}^{1}I(u',\varphi')P(\cos\Theta)\mathrm{d}u'\mathrm{d}\varphi' \tag{2-45}$$

式中，

$$\cos\Theta = uu' + \sqrt{1-u^2}\sqrt{1-u'^2}\cos(\varphi-\varphi') \tag{2-46}$$

另外一方面，$J_0(\mu, \varphi)$ 可由下式得到：

$$J_0(\mu,\varphi) = \frac{k\omega}{4\pi}H_0 P(-\cos\Theta_0)\mathrm{e}^{-km_z/\mu_0} \tag{2-47}$$

式中，

$$\cos\Theta_0 = uu_0 + \sqrt{1-u^2}\sqrt{1-u_0^2}\cos(\varphi-\varphi_0) \tag{2-48}$$

θ_0和 φ_0分别是太阳的坐标。u_0的定义见式（2-39）。

式（2-44）~式（2-48）非常难以求解。要想得到精确的解必须使用数值解法，但是数值解法非常耗时。人们提出了许多经验模型。文献［21，22］对这些模型进行了综述。这些模型中的函数用到的参数都是由实验数据提取而成。所以这些参数往往受地理、气候等一些不可预知因素的限制。下面我们介绍一种简单的模型。该模型只使用了大气参数，并且这些参数都有着明确的物理意义。

2.1.3.4　δ 近似与“环日”部分

δ 近似中假设部分散射光与入射光同向，且这部分散热光所占比例为 f_{circ}。

$$P(\Theta) = 2f_{\mathrm{circ}}\delta(1-\cos\Theta) + (1-f_{\mathrm{circ}})P_{\mathrm{h}}(\Theta) \tag{2-49}$$

式中，第一项为狄拉克冲激项。

我们认为“环日”部分主要为上式的第一项，因为它们发出的光和直射光方向几乎相同。另外一方面，剩余项 $P_{\mathrm{h}}(\Theta)$ 与半球产生的散射辐射有关。采用下标 d′表示直接距离。类似式（2-33），可得

$$H_{\mathrm{d'n}} = H_{\mathrm{dn}}^{\mathrm{e}}\mathrm{e}^{-k'm} \tag{2-50}$$

式中，k'表示定向消光系数。

$$k' = k(1-\omega f_{\mathrm{circ}}) \tag{2-51}$$

2.1.3.5　“半球”部分

我们将式（2-44），式（2-45）以及式（2-47）中的 k 替换为 k'，ω 用 ω'表示，可得 $I_{\mathrm{h}}(\mu, \varphi)$ 的表达式。

$$\omega' = \frac{(1-f_{\mathrm{circ}})\omega}{1-\omega f_{\mathrm{circ}}} \tag{2-52}$$

定义 $I_{\mathrm{h}}(\mu)$ 是 $I_{\mathrm{h}}(\mu, \varphi)$ 在（$-\pi<\varphi<\pi$）的平均值，将式（2-44）中 I、J、J_0用其平均值代替，可得 $I_{\mathrm{h}}(\mu)$ 的表达式

$$\mu\frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{h}}(m_z,\mu)}{\mathrm{d}m_z} = k'I_{\mathrm{h}}(m_z,\mu) - \frac{k'\omega'}{2}\int_{-1}^{1}I_{\mathrm{h}}(m_z,\mu')P_{\mathrm{h}}(\mu,\mu')\mathrm{d}\mu' - \frac{k'\omega'}{4\pi}P_{\mathrm{h}}(\mu,-\mu_0)H_0\mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-53}$$

式中，

$$P_{\mathrm{h}}(\mu,\mu') = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}P_{\mathrm{h}}(\Theta)\mathrm{d}\varphi \tag{2-54}$$

因为 $I_{\mathrm{h}}(m_z, \mu, \varphi)$ 近似与 $I_{\mathrm{h}}(m_z, \mu)$ 相等，所以可以认为是半球辐射。

式（2-53）有许多的近似解。最著名的为双流近似法。在该方法中，向上和向下的散射辐射分别为

$$H_{\mathrm{h}}^{+}(m_z) = 2\pi\int_0^1 I_{\mathrm{h}}(m_z,\mu)\mu\mathrm{d}\mu \tag{2-55a}$$

$$H_{\mathrm{h}}^{-}(m_z) = 2\pi\int_0^1 I_{\mathrm{h}}(m_z, -\mu)\mu\mathrm{d}\mu \tag{2-55b}$$

如果假设 $I_{\mathrm{h}}(\mu)$ 唯一由 H_{h}^{+} 和 H_{h}^{-} 决定，那么 H_{h}^{+} 和 H_{h}^{-} 是两个微分方程的变量，故自由度为两个。

2.1.3.6　球谐函数分解

$I_{\mathrm{h}}(m_z, \mu)$ 可以分解为勒让德多项式级数，第一项为

$$\begin{cases} P_0(\mu) = 1 \\ P_1(\mu) = \mu \\ P_2(\mu) = \dfrac{1}{2}(2\mu^2 - 1) \end{cases} \tag{2-56}$$

这些项满足正交性

$$\frac{2i+1}{2}\int_{-1}^{1} P_i(\mu)P_j(\mu)\mathrm{d}\mu = \delta_{ij} \tag{2-57}$$

文献［37］所示递推公式有

$$(2i+1)\mu P_i(\mu) = (i+1)P_{i+1}(\mu) + iP_{i-1}(\mu) \tag{2-58}$$

考虑到有如下分解：

$$I_{\mathrm{h}}(m_z,\mu) = I_0(m_z)P_0(\mu) + 3I_1(m_z)P_1(\mu) + 5I_2(m_z)P_2(\mu) + \cdots\cdots \tag{2-59}$$

$$P_{\mathrm{h}}(\mu) = \omega_0 P_0(\mu) + \omega_1 P_1(\mu) + \omega_2 P_2(\mu) + \cdots\cdots \tag{2-60}$$

勒让德多项式有如下性质：

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} P_i(\cos\Theta) = P_i(\mu)P_i(\mu') \tag{2-61}$$

利用该性质，式（2-56），式（2-57），式（2-53）可以分解为

$$(i+1)\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_{i+1} + i\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_{i-1} = k'(2i+1)I_i - k'\omega'\varpi_i I_i - \frac{k'\omega'\varpi_i}{4\pi}P_i(-\mu_0)H_0\mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-62}$$

将式（2-42），式（2-43）带入到 $P_{\mathrm{h}}(\mu)$ 可得

$$\varpi_0 = 1 \qquad \varpi_1 = 3g_{\mathrm{h}} \tag{2-63a}$$

参考 Henyey-Greenstein 相函数

$$\varpi_2 = 0 \tag{2-63b}$$

假设当 $i>1$ 时，$\varpi_i = 0$。在特定情况下当 $g_{\mathrm{h}} = 0$ 时，散射至各方向的辐射是相同的，即 $P_{\mathrm{h}}(\mu) = 1$。在这种情况下，利用 $I_{\mathrm{h}}(m_z, \mu)$ 的值去估算 $I_{\mathrm{h}}(m_z, \mu, \varphi)$ 是比较

准确的，半球假设模型合理。

为了解出系统中的两个微分方程，式（2-59）分解后只含有两个自由度。艾丁顿近似只是保留了式（2-59）中的前两项。根据经验和数值计算，μ 近似为一个自由度不足以校正半球辐射模型。

2.1.3.7 考虑二阶项

下面的分析方法主要参考了文献［27］，该方法认为在一定附加条件下保留式（2-59）的前三项才能能保证两个自由度。

由式（2-62）解出，

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_1 = a_0 k' I_0 - b_0 k' H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-64a}$$

$$2\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_2 + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_0 = a_1 k' I_1 - b_1 k' H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-64b}$$

假设 $I_3 = 0$，

$$2\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}m_z}I_1 = a_2 k' I_2 - b_2 k' H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-64c}$$

当
$$a_i = (2i+1) - \omega' \varpi_i \tag{2-65a}$$

$$b_i = \frac{1}{4\pi}\omega' \varpi_i P_i(-\mu_0) \tag{2-65b}$$

比较式（2-64a）和式（2-64c），我们可以看到系统退化了。且当满足条件

$$I_2 = c_1 I_0 + c_2 H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-66a}$$

式中，

$$c_1 = 2\frac{a_0}{a_1}, c_2 = \frac{b_2 - 2b_0}{a_2} \tag{2-66b}$$

该系统只有一个唯一解。

用下式代替式（2-64），

$$\frac{\mathrm{d}I_0}{\mathrm{d}m_z} = a' I_1 - b' H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-67}$$

式中，

$$a_1' = \frac{a_1}{1+2c_1}, b_1' = \frac{b_1 - 2c_2/\mu_0}{1+2c_1} \tag{2-68}$$

很容易对式（2-64）和式（2-67）方程求解，其解的形式如下：

$$I_0 = \sqrt{a_1'}\gamma_1 \mathrm{e}^{\lambda k' m_z} + \sqrt{a_1'}\gamma_2 \mathrm{e}^{-\lambda k' m_z} + \gamma_3 H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-69a}$$

$$I_1 = \sqrt{a_0}\gamma_1 \mathrm{e}^{\lambda k' m_z} - \sqrt{a_0}\gamma_2 \mathrm{e}^{-\lambda k' m_z} + \gamma_4 H_0 \mathrm{e}^{-k'm_z/\mu_0} \tag{2-69b}$$

$$I_2 = c_1\sqrt{a_1'}\gamma_1 \mathrm{e}^{\lambda \tau' m_z} + c_1\sqrt{a_1'}\gamma_2 \mathrm{e}^{-\lambda \tau'} + (c_1\gamma_3 + c_2) H_0 \mathrm{e}^{-\tau'/\mu_0} \tag{2-69c}$$

式中，

$$\lambda = \sqrt{a_0 a_1'} \tag{2-70}$$

$$\gamma_3 = \frac{\mu_0(b_1' - a_1' b_0 \mu_0)}{1 - a_0 a_1' \mu_0^2} \tag{2-71a}$$

$$\gamma_4 = \frac{\mu_0(b_0 - a_0 b_1' \mu_0)}{1 - a_0 a_1' \mu_0^2} \tag{2-71b}$$

利用边界条件可求出系数 γ_1，γ_2。我们假设 I_3 的系数为 0，利用式（2-55）可得，向上水平面的辐射照度以及向下水平面的辐射照度：

$$H_h^+ = \pi\left(I_0 + 2I_1 + \frac{5}{4}I_2\right) \tag{2-72a}$$

$$H_h^- = \pi\left(I_0 - 2I_1 + \frac{5}{4}I_2\right) \tag{2-72b}$$

将式（2-69）带入到式（2-72）中

$$H_h^+ = \pi\left[\sqrt{a_1'}\left(1 + \frac{5}{4}c_1\right) \pm \sqrt{a_0}\right]e^{\lambda k' m_z}\gamma_1 + \pi\left[\sqrt{a_1'}\left(1 + \frac{5}{4}c_1\right) \mp \sqrt{a_0}\right]e^{-\lambda k' m_z}\gamma_2$$
$$+ \pi\left[\left(1 + \frac{5}{4}c_1\right)\gamma_3 \pm \frac{5}{4}c_2 \pm 2\gamma_4\right]H_0 e^{-k' m_z/\mu_0} \tag{2-73}$$

边界条件为

$$H_h^- = 0 \quad 在 TOA 点处(m_z = 0) \tag{2-74a}$$

$$H_h^+ = R_{reg}(H_h^- + H_{d'n}\mu_0) \quad 在地平面处(m_z = m_{zsfc}) \tag{2-74b}$$

R_{reg}是该地区的地面反射率。

得到了含 γ_1和 γ_2的线性系统时的计算更加容易，可以确定式（2-59）给出的表达式，把类似式（2-59）的方法整理式（2-2），得到任何平面的半球辐射。例如，对于图 2-5 给出的情况，使用 $k'm_z = 0.220$，$\omega' = 0.4141$，$g_h = 0$ 以及 $R_{reg} = 0.2779$ 可以得到较好的结果，其原因是自由度降低了。

图 2-7 说明相应的辐射是关于天顶角的函数。因为在辐射中出现负值，所以二次项的近似是和实际情况不符的。事实上，得到的 $I_h(\tau', \mu)$ 函数是个平滑的函数，在地平

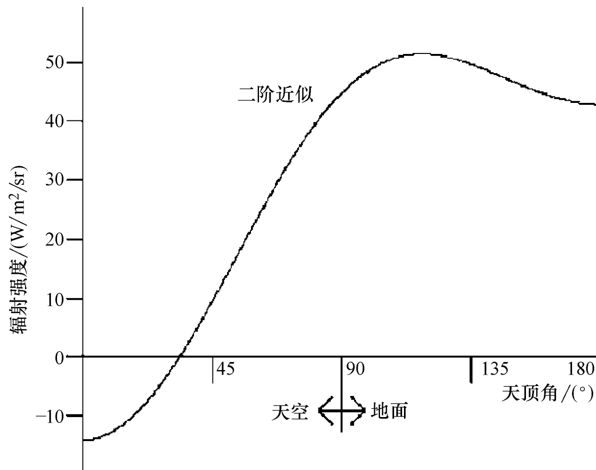


图 2-7　使用提出的模型计算半球辐射量

（$k'm_z = 0.022$，$\omega' = 0.288$，$g_h = 0$，$R_{loc} = R_{reg} = 0.302$）

面附近不可能得到准确的辐射照度。

2.1.3.8　半球辐射的优化近似

虽然二阶模型和实际情况不符，但是对如图 2-5 所示情况的近似程度尚可接受。二阶模型的另一优点是其解中含有三个关于 m_z 的指数项。

$$e^{\lambda k' m_z}, e^{-\lambda k' m_z} 和 e^{-\lambda k' m_z/\mu_0} \tag{2-75}$$

假设式（2-53）中的二次项可以计算出来，那么式（2-53）变得简单，并且可以在 $\mu>0$ 时算出其解析解。该解中只含有一个关于 m_z 的指数项。

$$e^{k' m_z/\mu} \tag{2-76}$$

利用该模型，可得 $\omega'=0.288$，$R_{reg}=0.302$。结果如图 2-8 所示。

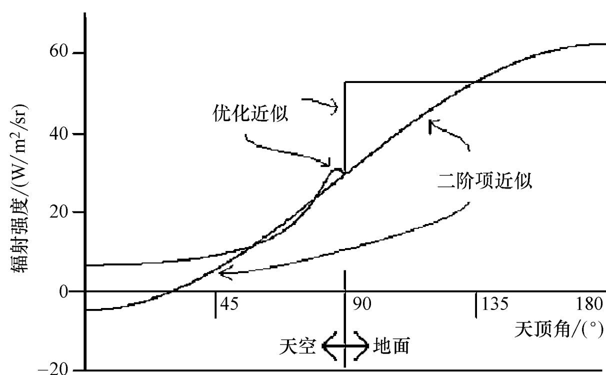


图 2-8　使用二次项近似模型以及优化近似模型计算半球辐射照度

（$k'm_z=0.022$，$\omega'=0.288$，$g_h=0$，$R_{loc}=R_{reg}=0.302$）

该模型考虑了天空的亮度以及土壤地表反射率。

2.2　光伏阵列的模型

在很多文献中都可以看到对光-电效应的数学描述。例如，Borowy 和 Salameh［29］给出的简单模型。如果知道了光伏模块受到的辐射照度以及温度，就可以根据该模型估算出其产生的最大功率。Jones 和 Underwood［30］也提出了一种估算最大功率的简化模型，在该模型中，输出的最大功率与温度呈倒数关系并与其受到的辐射照度呈对数关系。Jones 和 Underwood［30］考虑了许多因素后还给出了光伏模块的温度模型。这些模型的计算过程不同，所以计算出来的伏安特性的准确度亦不相同。

2.2.1　理想模型

最简化的光伏模块模型可等效为一个二极管和一个电流源并联，如图 2-9 所示。

电流源的电流 I_{ph} 与太阳的辐射照度呈正比关系。表征光伏模块的最重要的两个参数为生产商提供的短路电流以及开路电压。根据上述模型以及基尔霍夫定律可以得到

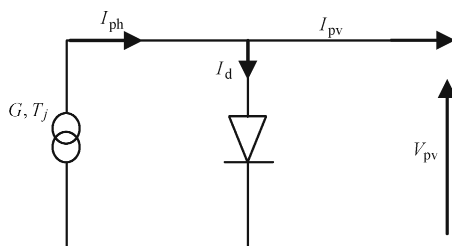


图 2-9 光伏电池简化的等效模型

$I_{pv} - U_{pv}$的表达式，

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d \tag{2-77}$$

$$I_d = I_0 \left[e^{q\frac{V_{pv}}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-78}$$

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left[e^{q\frac{V_{pv}}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-79}$$

式中，I_{ph}为光生电流，其值等于短路电流；I_0 是二极管的反向饱和电流；q 是电子电荷，$q = 1.6029 \times 10^{-19}$C；$k$ 是 Botzman 系数，$k = 1.3819 \times 10^{-23}$J/K；$A$ 是二极管的理想因子；T_j 是光伏模块的结温；I_d 是流过内部二极管的电流；V_{pv}是光伏电池单元的电压。

$$I_{pv} = I_{sc} - I_0 \left[e^{q\frac{V_{pv}}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-80}$$

假设 $I_{pv} = 0$ 即没有电流输出，可以得到反向饱和电流的值。

$$I_{pv} = 0$$

$$V_{pv} = V_{oc}$$

$$0 = I_{pv} - I_0 \left[e^{q\frac{V_{pv}}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-81}$$

所以根据这个理想模型可以得到反向饱和电流 I_0 的表达式，

$$I_0 = \frac{I_{sc}}{\left[e^{q\frac{V_{pv}}{AKT_j}} - 1 \right]} \tag{2-82}$$

应用：

光伏电池可以用 MATALB 建立其模型，仿真的参数根据西门子（Siemens）SM110-24 光伏模块设定。SM110-24 光伏模块的参数见表 2-1，此光伏模块是由 72 块光伏电池串联而成，最大输出功率 110W。如图 2-10 和图 2-11 所示。

表 2-1 光伏模块 SM110-24 的电气参数

电气参数	数值	电气参数	数值
P_{mpp}	110W	V_{oc}	43.5V
I_{mpp}	3.15A	α_{sc}	1.4mA/℃
V_{mpp}	35V	β_{oc}	−152mV/℃
I_{sc}	3.45A		

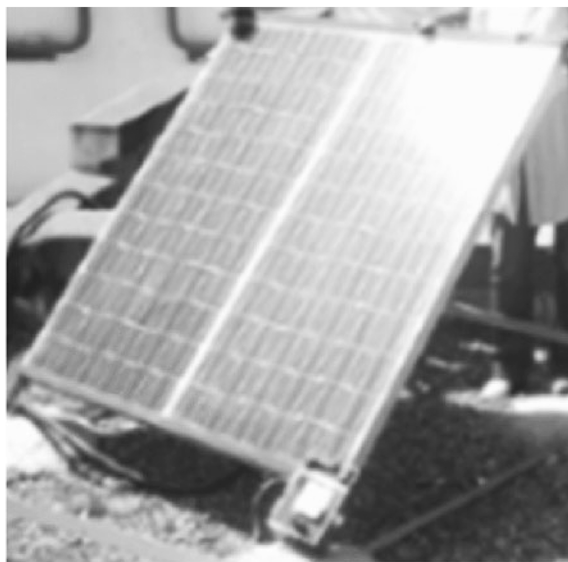


图 2-10　光伏阵列的典型结构

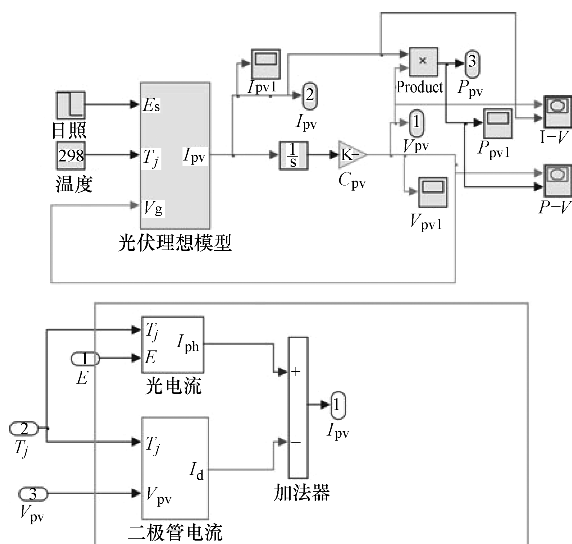


图 2-11　理想模型框图

2.2.1.1　含有损耗的光伏模型

为了精确的表征光伏模块的电特性，第二种模型考虑了材料的电阻特性以及损耗等因素，这些损耗可以用串联电阻 R_s 表示，如图 2-12 所示。

考虑串联电阻影响后的 I_{pv} 电流表达式如下所示：

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0\left[e^{q\frac{V_{pv} + i_{pv}R_s}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-83}$$

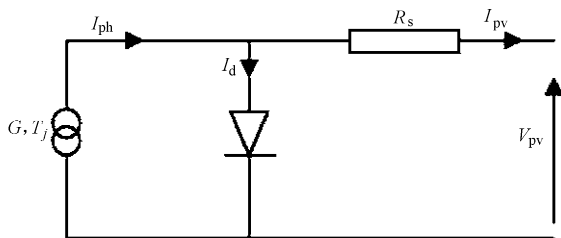


图 2-12　含串联电阻 R_s 的光伏电池简化的等效模型

或者如果假设 I_{ph} 约等于 I_{sc}，则

$$I_{pv} = I_{sc} - I_0 \left[e^{q\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{AKT_j}} - 1 \right] \tag{2-84}$$

给定结温 T_j 下，短路电流的表达式为

$$I_{sc-Gref} = I_{sc-ref} - [1 + \alpha_{sc} \cdot \Delta T] \tag{2-85}$$

$$\Delta T = T_j - T_{jref} \tag{2-86}$$

式中，I_{sc-ref} 是在辐射照度 G 为 1000W/m^2，$T_{jref}=25$℃下，参数表给出的参数；α_{sc} 是短路电流的温度系数，该系数由参数表给出；T_{jref} 是光伏电池的参考温度，T_j 是电池 PN 结的结温。

短路电流与辐射照度 G 的关系为

$$I_{sc-G} = I_{sc-Gref}\frac{G}{G_{ref}} \tag{2-87}$$

在式（2-84）中，假设 $I_{pv}=0$，可得在参考温度 T_{jref} 下，反向饱和电流为

$$I_{0-T_{jref}} = \frac{I_{sc-T_{jref}}}{\left[e^{q\frac{V_{oc-T_{jref}}}{AKT_j}} - 1 \right]} \tag{2-88}$$

定义

$$V_{th-T_{jref}} = \frac{AKT_{jref}}{q} \tag{2-89}$$

则，式（2-88）可以有如下表达，

$$I_{0-T_{jref}} = \frac{I_{sc-T_{jref}}}{\left[e^{q\frac{V_{oc-T_{jref}}}{V_{th-T_{jref}}}} - 1 \right]} \tag{2-90}$$

反向饱和电流在任意温度 T_j 的表达式为

$$I_0 = I_{0-T_{jref}}\left[\exp\left(\frac{-q\frac{E_g}{AK}}{\frac{1}{T_j}-\frac{1}{T_{jref}}} \right) \right]\left(\frac{T_j}{T_{jref}}\right)^{\frac{3}{A}} \tag{2-91}$$

所以，

$$I_{pv} = I_{sc-ref}\frac{G}{G_{ref}}\left[1 + \alpha_{sc}\left(T_j - T_{jref}\right)\right]$$

$$-\left(\frac{I_{\mathrm{sc-ref}}}{\exp\left(q\dfrac{V_{\mathrm{oc-ref}}}{AKT_{\mathrm{j-ref}}}-1\right)}\cdot\left[\exp\left(\frac{-q\dfrac{E_{\mathrm{g}}}{AK}}{\dfrac{1}{T_j}-\dfrac{1}{T_{\mathrm{jref}}}}\right)\right]\cdot\left(\frac{T_j}{T_{\mathrm{jref}}}\right)^{\frac{3}{A}}\right)$$
$$\left[\exp\left(q\frac{(V_{\mathrm{pv}}+R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{pv}})}{AKT_j}\right)-1\right] \tag{2-92}$$

式中，E_{g} 为带隙能量。

根据式（2-92）可得光伏模块的输出功率表达式为

$$P_{\mathrm{pv}}=I_{\mathrm{pv}}\cdot V_{\mathrm{pv}}=\left\{I_{\mathrm{sc}}\frac{G}{G_{\mathrm{ref}}}[1+\alpha_{\mathrm{sc}}(T_j-T_{\mathrm{ref}})]\right.$$
$$\left.-\left(\frac{I_{\mathrm{sc-ref}}}{\exp\left(q\dfrac{V_{\mathrm{oc-ref}}}{AKT_{\mathrm{j-ref}}}-1\right)}\cdot\left[\exp\left(\frac{-q\dfrac{E_{\mathrm{g}}}{AK}}{\dfrac{1}{T_j}-\dfrac{1}{T_{\mathrm{jref}}}}\right)\right]\cdot\left(\frac{T_j}{T_{\mathrm{jref}}}\right)^{\frac{3}{A}}\right)\left[\exp\left(q\frac{(V_{\mathrm{pv}}+R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{pv}})}{AKT_j}\right)-1\right]\right\}\cdot V_{\mathrm{pv}} \tag{2-93}$$

假设忽略式（2-84）中的“−1”，可得 R_{s} 的表达式为

$$R_{\mathrm{s}}=-\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{pv}}}{\mathrm{d}I_{\mathrm{pv}}}\Big|_{V_{\mathrm{pv}}=V_{\mathrm{oc}}}-\frac{1}{w}$$
$$w=q\frac{I_{\mathrm{sc}}}{AKT_j} \tag{2-94}$$

式（2-94）中第一项 $-\dfrac{\mathrm{d}V_{\mathrm{pv}}}{\mathrm{d}I_{\mathrm{pv}}}\Big|_{V_{\mathrm{pv}}=V_{\mathrm{oc}}}$可以由实验得出或者通过生产商提供的 I_{pv}-V_{pv} 曲线得到该值。式（2-84）所示方程可由 MATLAB 得出解。根据牛顿算法，

$$x_{n+1}=x_n-\frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \tag{2-95}$$

式中，$f(x_n)$ 是函数；$f'(x_n)$ 是该函数的导数。

转化为求解 $f(x_n)=0$，x_n 是一个的试探值，x_{n+1}是下一个试探值。

$$f(I_{\mathrm{pv}})=I_{\mathrm{sc}}-I_{\mathrm{pv}}-I_0\left[\mathrm{e}^{q\frac{V_{\mathrm{pv}}+I_{\mathrm{pv}}R_{\mathrm{s}}}{AKT_j}}-1\right]=0 \tag{2-96}$$

$$I_{\mathrm{pvn+1}}=I_{\mathrm{pvn}}-\frac{I_{\mathrm{sc}}-I_{\mathrm{pv}}-I_0\left[\mathrm{e}^{q\frac{V_{\mathrm{pv}}+I_{\mathrm{pv}}R_{\mathrm{s}}}{AKT_j}}-1\right]}{-1-I_0\dfrac{q}{AKT_{\mathrm{j}}}R_{\mathrm{s}}\mathrm{e}^{q\frac{V_{\mathrm{pv}}+I_{\mathrm{pv}}R_{\mathrm{s}}}{AKT_j}}} \tag{2-97}$$

定义

$$V_{\mathrm{rh}}=\frac{AKT_j}{q} \tag{2-98a}$$

我们可以得到

$$I_{\mathrm{pvn+1}}=I_{\mathrm{pvn}}-\frac{I_{\mathrm{sc}}-I_{\mathrm{pv}}-I_0\left[\mathrm{e}^{q\frac{V_{\mathrm{pv}}+I_{\mathrm{pv}}R_{\mathrm{s}}}{V_{\mathrm{th}}}}-1\right]}{-1-I_0\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{V_{\mathrm{th}}}\mathrm{e}^{q\frac{V_{\mathrm{pv}}+I_{\mathrm{pv}}R_{\mathrm{s}}}{V_{\mathrm{th}}}}} \tag{2-98b}$$

在 MATLAB 下的求解方法如图 2-13 和图 2-14 所示。

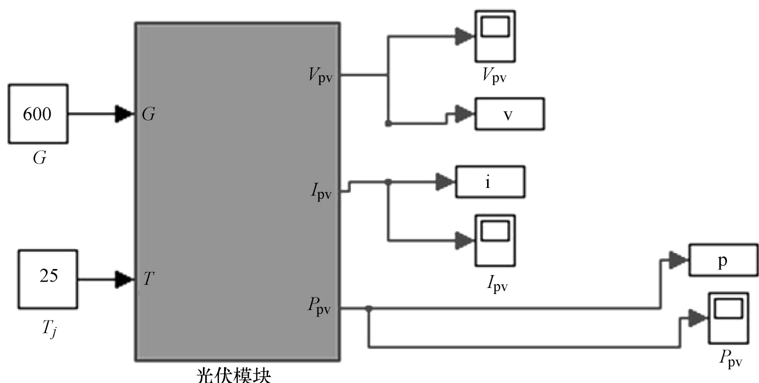


图 2-13　含电阻损耗的光伏电池模型框图

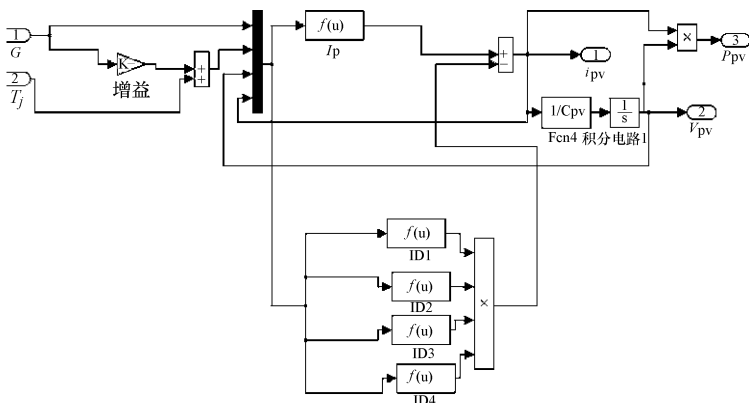


图 2-14　含电阻损耗的光伏电池模型中的子系统框图

2.2.1.2　另一个光伏阵列的指数模型

在 2.2.1 以及 2.2.2 小节中，所有的表达式只含有一个指数项。在这部分，我们将介绍四个常用的光伏模型，这四个模型呈现相同的特性。

2.2.1.3　模型 1

在本节第 1 个模型如图 2-15 所示，包含一个二极管以及两个电阻。二极管表示分子的极化现象，R_s 和 R_{sh} 表示损耗。该模型也被称之为单二极管模型。光伏模块生产商常使用该模型给出模块的技术特性。

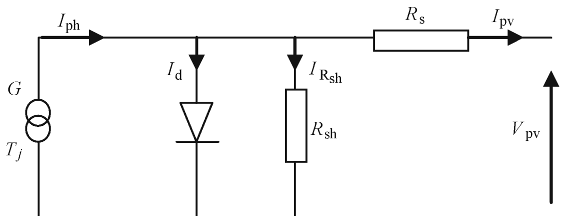


图 2-15　光伏电池简化的等效电路

根据此模型可得，I_{pv} 的表达式为

$$I_{pv}=I_{ph}-I_d-I_{R_{sh}} \quad (2\text{-}99)$$

将 I_d 以及 $I_{R_{sh}}$ 的值带入上式可得，

$$I_{pv}=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{q(V_{pv}+I_{pv}R_s)}{N_{s-cell}KT_j}\right)-1\right]-\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{R_{sh}} \tag{2-100}$$

用不同的办法求解式（2-100）得到的数学模型是不同的。这些数学模型包含的参数都需要光伏电池板生产商们提供。模型不同，需要的参数也不同。Wolf 和 Rauschenbach［34］认为得到光伏电池的伏安特性可以用三种办法，这三种办法分别利用光伏电池的输出特性；PN 结特性；二极管的正向特性。因为电池内部串联电阻的影响不同，这些模型得到的结果也不相同。在参考文献［35］中，作者通过简单的近似得到的理论计算公式，计算出最大功率点处的电压、电流以及电池的填充因子。在参考文献［36］中，作者通过动态积分的办法计算 I_{pv}-V_{pv} 曲线的面积，得到上述参数。

近些年，提出了一种通过提取含寄生的串联电阻以及并联电导建立光伏电池内在和外在模型参数的办法［37］。这种方法利用 I_{pv}-V_{pv} 曲线提取显式解析解，基于解析解计算同容量函数（CC）。CC 的表达式是电压电流的代数函数表达式，且表达式的系数为光伏模型的内在或者外在的参数二维拟合的结果。参考文献［33］提出了一种精确的模型，该模型采用 Lambert W 函数研究有机光伏电池的参数。参考文献［38］提出拟合 I_{pv}-V_{pv} 曲线中两个不同的区域的办法，区域一为短路电流源区域，采用电流拟合的办法；区域二为开路电压源区域，采用电压拟合的办法。参考文献［38］提出的方法克服了传统方法的缺点，该方法电压误差可控，不需要精确的初始猜想值。这种方法随后用来提取光伏电池的参数。

参考文献［35］提出了提取偏置独立参数的办法。该方法基于 I_{pv}-V_{pv} 曲线以及和电压有关的微分斜率 $\alpha=\mathrm{d}(\mathrm{In}I)/\mathrm{d}(\mathrm{In}V)$ 来获得非理想的肖特基势（位）垒，p-n 二极管以及 p-i-n 二极管相关的参数。

在参考文献［39］中，作者提出基于具有鲁棒性的最小二次方线性区参数辨识后光伏电池的模型。考虑到温度、MPP 点处的电压、电流随着辐照度的分布情况，这些分布的数据呈现直线，可以利用最小线性二次方法。在参考文献［40］中，作者提出了测试 5 个光伏电池单二极管集总电路模型参数的方法。这些参数为反向饱和电流、串联电阻、理想因子、并联跨导以及光生电流。

- 简化模型主要有四个参数：I_{ph}、I_0、R_s、a

这个模型假设并联电阻无穷大，不计其影响。该模型与 2.2.2 提出的模型一致，但是推导过程不同。使用式（2-98）重新定义式（2-100）

$$\begin{aligned}I_{pv}&=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{q\ (V_{pv}+I_{pv}R_s)}{AKT_j}\right)-1\right]\\&=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}\right)-1\right]\end{aligned} \tag{2-101}$$

文献［42］提出辨识式（2-101）中四个参数的方法。提出将乘积 $A\cdot V_{th}$ 的作为一个参数 a。

$$a=A\cdot V_{th}$$

$$I_{pv}=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{a}\right)-1\right] \tag{2-102}$$

近似表达式（2-103a）和式（2-103b）可用来计算标准条件下的四个参数。

$$I_{ph-ref}=I_{sc-ref} \tag{2-103a}$$

其余的参数可由下式计算：

$$\alpha_{ref}=\frac{\beta_{oc}\cdot T_{jref}-V_{ocref}+E_g}{(T_{jref}\cdot\alpha_{ref}/I_{phref})-3}$$

$$I_{0ref}=\frac{I_{phref}}{[\exp(V_{ocref}/\alpha_{ref})-1]}$$

$$R_s=\frac{\alpha_{ref}\text{In}[1-(I_{mppref}/I_{phref})]-V_{mppref}+V_{ocref}}{I_{mppref}} \tag{2-103b}$$

通过式（2-103b）可得，电池在工作温度下，辐射强度 G 下的电池参数

$$\begin{cases}I_{ph}=\dfrac{G}{G_{ref}}[I_{phref}+\alpha_{sc}(T_j-T_{ref})]\\ I_0=I_{0ref}\cdot\exp\left[\left(\dfrac{E_g}{a}\right)\left(1-\dfrac{T_{jref}}{T_j}\right)\right]\cdot\left(\dfrac{T_{jref}}{T_j}\right)^3\\ R_s=R_{sref}\\ \alpha=\alpha_{ref}\cdot(T_j/T_{ref})\end{cases} \tag{2-104}$$

这四个参数：I_{ph}、I_0、R_s、α 与环境条件有关。

• 含有 5 个参数的隐形模型

式（2-100）是含隐形参数的非线性方程，可以采用如 Levenberg-Marquardt 数值迭代算法得到近似的解。但是为了使迭代收敛必须要赋初始值。可以采用解析法提取参数。

1. 已提出的解析法

在特定的温度，特定的辐射照度下，从 V_{oc}、I_{sc}、V_{mpp}、I_{mpp} 以及下面定义的 R_{so} 和 R_{sho} 可以得到 I_{ph}、I_0、R_s、R_{sh} 以及 A 这五个参数。

$$I_{pv}=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{AV_{th}}\right)-1\right]-\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{R_{sh}} \tag{2-105}$$

假设 $V_{pv}=V_{oc}$，$I_{pv}=0$，则

$$0=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{AV_{th}}\right)-1\right]-\frac{V_{oc}}{R_{sh}} \tag{2-106}$$

假设 $V_{pv}=0$，$I_{pv}=I_{sc}$，则

$$I_{sc}=I_{ph}-I_0\left[\exp\left(\frac{R_sI_{sc}}{AV_{th}}\right)-1\right]-\frac{I_{sc}R_s}{R_{sh}} \tag{2-107}$$

将式（2-106）解出的 I_{ph} 带到式（2-107）中，可得

$$I_{sc}=I_0\left[\exp\left(\frac{R_sI_{sc}}{AV_{th}}\right)-1\right]+\frac{V_{oc}}{R_{sh}}-I_0\left[\exp\left(\frac{R_sI_{sc}}{AV_{th}}\right)-1\right]-\frac{I_{sc}R_s}{R_{sh}} \tag{2-108}$$

$$I_{sc}=I_0\left(\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-\exp\frac{R_sI_{sc}}{AV_{th}}\right)+\frac{V_{oc}}{R_{sh}}-\frac{I_{sc}R_s}{R_{sh}} \tag{2-109}$$

所以，

$$I_0\left(\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-\exp\frac{R_sI_{sc}}{AV_{th}}\right)+\frac{V_{oc}}{R_{sh}}-I_{sc}\left(1+\frac{R_s}{R_{sh}}\right)=0 \tag{2-110}$$

从式（2-105）中我们推导出

$$\begin{aligned}1&=-I_0\left(\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}\frac{1}{AV_{th}}+\frac{R_s}{AV_{th}}\right)\exp\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}-\frac{1}{R_{sh}}\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}-\frac{R_s}{R_{sh}}\\&=-\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{th}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}-\frac{I_0R_s}{AV_{th}}\exp\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}-\frac{1}{R_{sh}}\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}-\frac{R_s}{R_{sh}}\end{aligned} \tag{2-111}$$

$$-\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}\left(\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{th}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}+\frac{1}{R_{sh}}\right)-\frac{I_0R_s}{AV_{th}}\exp\frac{V_{pv}+I_{pv}R_s}{AV_{th}}-\frac{R_s}{R_{sh}}-1=0 \tag{2-112}$$

当 $V_{pv}=V_{oc}$ 时，我们有如下定义：

$$-\left(\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}\right)_{V_{pv}=V_{oc}}=-\mathrm{R}_{s0} \tag{2-113}$$

将式（2-113）代入到式（2-112）中，可得，

$$R_{s0}\left(\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}+\frac{1}{R_{sh}}\right)-\frac{I_0R_s}{AV_{th}}\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-\frac{R_s}{R_{sh}}-1=0$$

$$(R_{s0}-R_s)\left(\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}+\frac{1}{R_{sh}}\right)-1=0 \tag{2-114}$$

当 $I_{pv}=I_{sc}$ 时，我们有如下定义：

$$\left(\frac{dV_{pv}}{dI_{pv}}\right)_{I_{pv}=I_{sc}}=-\mathrm{R}_{sh0} \tag{2-115}$$

将式（2-115）代入到式（2-112）中，可得，

$$R_{sh0}\left(\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}+\frac{1}{R_{sh}}\right)-\frac{I_0R_s}{AV_{th}}\exp\frac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}-\frac{R_s}{R_{sh}}-1=0$$

$$(R_{sh0}-R_s)\left(\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}+\frac{1}{R_{sh}}\right)-1=0 \tag{2-116}$$

式（2-116）两边除以（$R_{sh0}-R_s$），可得

$$\frac{1}{R_{sh}}-\frac{1}{R_{sh0}-R_s}+\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}=0 \tag{2-117}$$

在最大功率点处，

$$I_{mpp}=I_{ph}-I_0\left(\exp\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}-1\right)-\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{R_{sh}} \tag{2-118}$$

通过等式（2-106）可得，

$$I_{ph}=I_0\left(\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-1\right)+\frac{V_{oc}}{R_{sh}} \tag{2-119}$$

将式（2-119）代入到式（2-118）中，可得，

$$I_{mpp}=I_0\left(\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-1\right)+\frac{V_{oc}}{R_{sh}}-I_0\left(\exp\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}-1\right)-\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{R_{sh}} \tag{2-120}$$

$$I_0\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}+\frac{V_{oc}-V_{mpp}}{R_{sh}}-\left(I_0+I_{mpp}\frac{R_s}{R_{sh}}\right)-I_0\exp\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}=0 \tag{2-121}$$

联立非线性方程式（2-110），式（2-114），式（2-117）以及式（2-121），可以通过牛顿-拉尔逊法解出 I_0，R_s，R_{sh}以及 A 的值。

但是这种方法需要很长的计算时间，并且必须设置合适的初始条件才能达到收敛，很难得到这些参数，所以必须建立其解析表达式来计算这些参数。

因为 $R_{sh}\gg R_s$，假设 $1+R_s/R_{Sh}=1$。

在式（2-110）中，假设 $\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}\gg\exp\frac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}$。

在式（2-114）中，假设$\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}\gg\frac{1}{R_{sh}}$。

最后，在式（2-117）中，假设$\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{pv}+I_{pv}R_{serial}}{AV_{th}}$远远小于余项的 10%。

基于这些假设，可以从式（2-110），式（2-114），式（2-117）以及式（2-121）得到，

$$I_0\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-I_{sc}+\frac{V_{oc}}{R_{sh}}=0 \tag{2-122}$$

$$(R_{s0}-R_s)\frac{I_0}{AV_{th}}\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}-1=0 \tag{2-123}$$

$$R_{sh}=R_{sh0} \tag{2-124}$$

$$I_0\exp\frac{V_{oc}}{AV_{th}}+\frac{V_{oc}-V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}-I_0\exp\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}=0 \tag{2-125}$$

通过上述四个方程，可得 A 的解析值。

从式（2-122）可得，

$$I_0=\left(I_{sc}-\frac{V_{oc}}{R_{sh}}\right)\exp\left(-\frac{V_{oc}}{AV_{th}}\right) \tag{2-126}$$

从式（2-123）可得，

$$R_{s0}-R_s=\frac{1}{\dfrac{I_0}{AV_{th}}\exp\dfrac{V_{oc}}{AV_{th}}}$$

$$R_s=R_{s0}-\frac{1}{\dfrac{I_0}{AV_{th}}\exp\dfrac{V_{oc}}{AV_{th}}}=R_{s0}-\frac{1}{\dfrac{1}{AV_{th}}\left(I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}\right)} \tag{2-127}$$

将式（2-116）代入式（2-125）可得，

$$I_{sc}-\frac{V_{oc}}{R_{sh}}+\frac{V_{oc}-V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}=I_0\exp\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}$$

$$I_{sc}-\frac{V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}=\left(I_{sc}-\frac{V_{oc}}{R_{sh}}\right)\exp\left(-\frac{V_{oc}}{AV_{th}}+\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_s}{AV_{th}}\right)$$

将式（2-117）代入到式（2-125）可得，

$$\frac{I_{sc}-\dfrac{V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}}{I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}}=\exp\left(\frac{-V_{oc}+V_{mpp}+I_{mpp}R_{s0}-\dfrac{I_{mpp}AV_{th}}{I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}}}{AV_{th}}\right)$$

$$\ln\left(\frac{I_{sc}-\dfrac{V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}}{I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}}\right)=\frac{-V_{oc}+V_{mpp}+I_{mpp}R_{s0}}{AV_{th}}-\frac{I_{mpp}}{I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}}$$

最后，我们得到 A 的表达式为

$$A=\frac{V_{mpp}+I_{mpp}R_{s0}-V_{oc}}{V_{th}\left[\ln\left(I_{sc}-\dfrac{V_{mpp}}{R_{sh}}-I_{mpp}\right)-\ln\left(I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}\right)+\dfrac{I_{mpp}}{I_{sc}-\dfrac{V_{oc}}{R_{sh}}}\right]} \tag{2-128}$$

I_{ph}、I_0、R_s、R_{sh}的表达式为

$$\begin{cases}I_0=\left(I_{sc}-\dfrac{V_{mpp}}{R_{sh}}\right)\exp\left(\dfrac{-V_{oc}}{AV_{th}}\right)\\ R_s=R_{s0}-\dfrac{AV_{th}}{I_0}\exp\left(\dfrac{-V_{oc}}{AV_{th}}\right)\\ I_{ph}=I_{sc}\left(1+\dfrac{R_s}{R_{sh}}\right)+I_0\exp\left(\dfrac{I_{sc}R_s}{AV_{th}}-1\right)\end{cases} \tag{2-129}$$

一旦确定了 A、I_0、I_{ph}、R_s 的值，利用牛顿-拉尔逊法就可以计算出 I_{pv}-U_{pv} 曲线

特性。

2. 第二种方法（恒定 Pi 法）

通过放松 I_{ph}和 G 之间的线性约束关系可以进一步改进此模型。I_{ph}可以表示为 G 的二次方程。

$$I_{ph} = P_1 \cdot G \cdot [1 + P_2 \cdot (G - G_{ref}) + P_3 \cdot (T_j - T_{ref})] \tag{2-130}$$

式中，G 是光伏板接受到的辐射量，单位是 W/m²；G_{ref}定义为 1000W/m²；T_{ref}定义为 25℃；P_1、P_2、P_3 是固定系数。

PN 结的电流 I_d 有如下表达式，

$$I_d = I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + R_s I_{pv})}{AN_{s-cell}KT_j}\right) - 1\right] \tag{2-131}$$

$$I_0 = P_4 T_j^3 \exp\left(-\frac{E_g}{KT_j}\right) \tag{2-132}$$

式中，I_0 是反向饱和电流；q 是电子电荷；K 是 Botzman 常数；A 是 PN 结的理想因子；T_j 是电池板的温度；R_s 和 R_{sh}是电阻；n_s 是电池的串联个数。

并联电阻上的电流为

$$I_{sh} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \tag{2-133}$$

所以

$$\begin{aligned} I_{ph} &= P_1 \cdot G \cdot [1 + P_2 \cdot (G - G_{ref}) + P_3 \cdot (T_j - T_{ref})] \\ &\quad - P_4 T_j^3 \exp\left(-\frac{E_g}{KT_j}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{q(V_{pv} + R_s I_{pv})}{An_s KT_j}\right) - 1\right] - \frac{(V_{pv} + R_s I_{pv})}{R_{sh}} \end{aligned} \tag{2-134}$$

可以采用不同的方法计算 P_1、P_2、P_3、P_4。

- 方法一

利用光伏电池板的参数表，我们用数值解法计算七个固定参数 P_1、P_2、P_3、P_4，系数 A，电阻 R_s、R_{sh}。短路电流 I_{sc}，开路电压 V_{oc}以及 MPP 点处的电压电流都由光伏模块的生产商给出。所以系统可由下面几个非线性方程表示：

$$\begin{cases} I_{pv}(V_{oc}) = 0 \\ I_{pv}(0) = I_{sc} \\ I_{pv}(V_{mpp}) = I_{mpp} \\ \left.\dfrac{dP_{pv}}{dV_{pv}}\right|_{P=P_{mpp}} = I_{mpp} + \left.\dfrac{dI_{pv}}{dV_{pv}}\right|_{V=V_{mpp}}^{I=I_{mpp}} = 0 \end{cases} \tag{2-135}$$

解出这七个参数，还需要三个方程。为了解出 P_2，需要知道光照不同时 I_{ph}的电流值；同理，为了解出 P_3，需要知道温度不同时 I_{ph}的电流值。

图 2-16 为解非线性方程式（2-135）的步骤，使用了 MATLAB 里的 fsolve 函数。

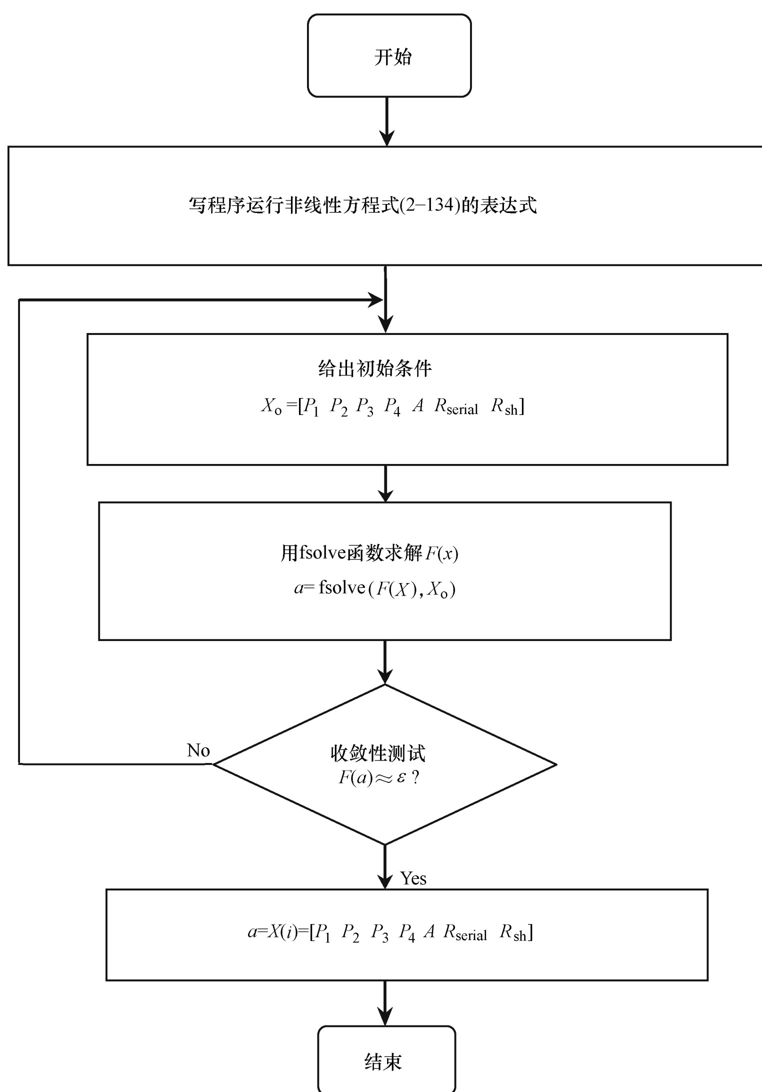


图 2-16　求解参数 P_i 的流程图

• 方法二

为了确定 P_i、R_s、R_{sh}的值，可以采用最优化技术寻找函数的极值的方法。原理很简单，第一步确定目标函数，称之为准则。准则 E 取决于向量 p。目标函数与实际结果以及仿真结果之间存在误差，其误差由下式给出，

$$E(p)=\frac{I_{pv-exp}-I_{pv-sim}}{I_{pv-exp}} \tag{2-136}$$

结合单二极管模型，我们可以从式（2-134）中计算出 $I_{pv\text{-}sim}$的值。当光伏模块受到

的辐射量变化较大时，p 向量中的（P_1，P_2，P_3，P_4，A，R_s，R_{sh}）也随之变化。我们采用最小二乘法寻找使得 $\sum(E(p))^2$ 为最小值时 p 的表达式。流程图、光伏模型的框图、光伏模型子系统框图分别如图 2-17、图 2-18、图 2-19 所示。

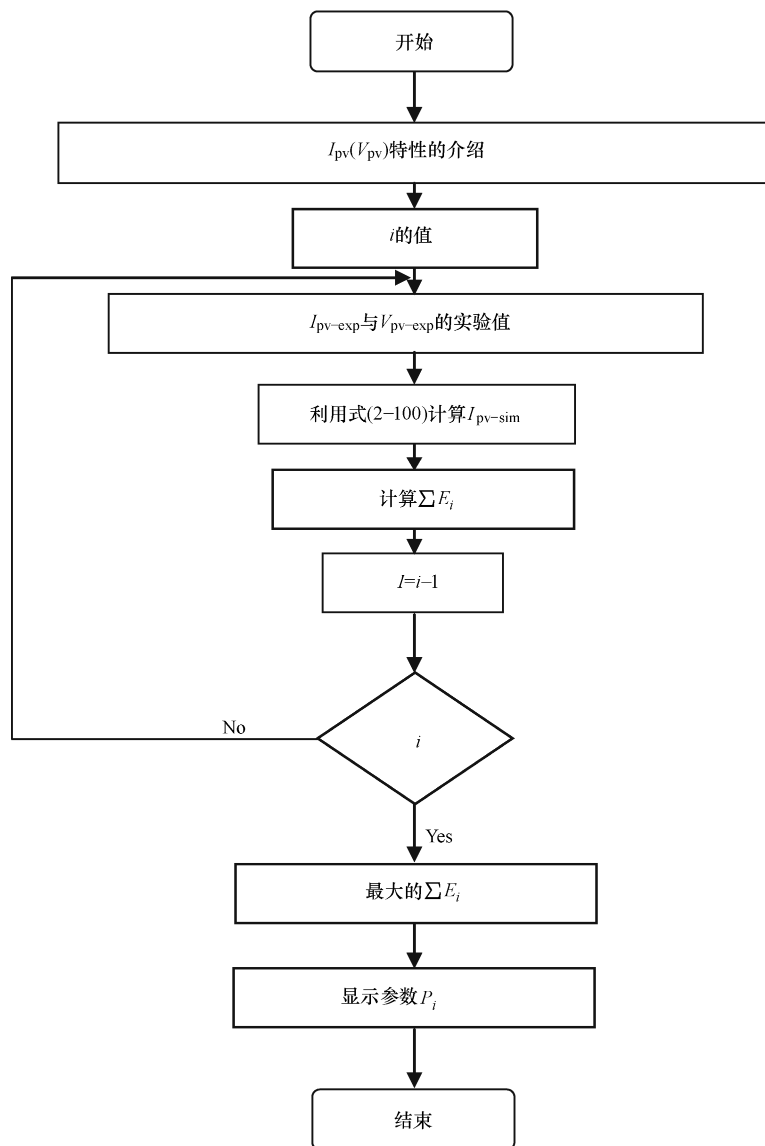


图 2-17　计算参数 P_i、R_s、R_{sh} 的流程图

光伏模块的 $I_{pv}-V_{pv}$ 以及 $P_{pv}-V_{pv}$ 特性曲线如图 2-20 所示，该特性是在恒定辐射照度和恒定温度下得到的。

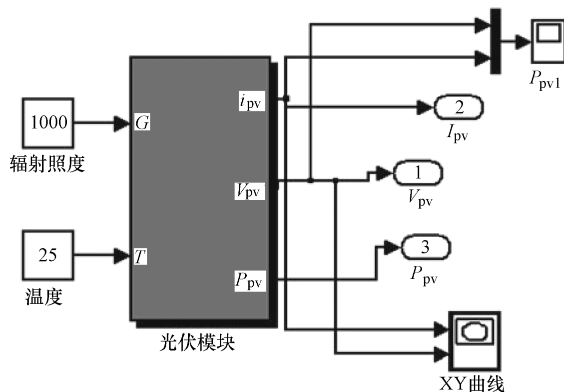


图 2-18　光伏模型的框图

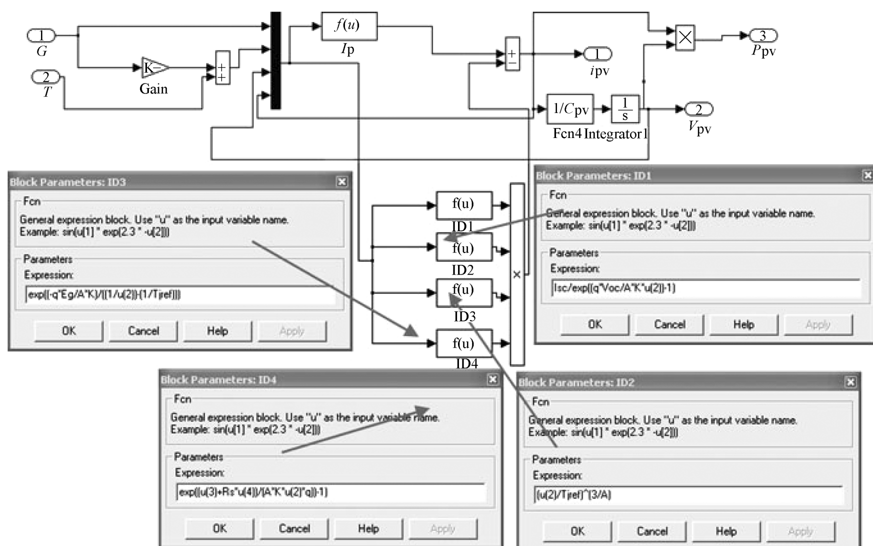


图 2-19　光伏模型子系统框图

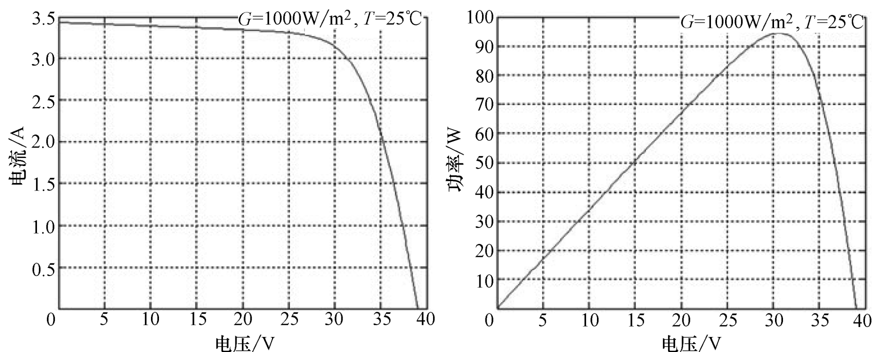


图 2-20　STC 条件下 $I_{pv}-V_{pv}$，$P_{pv}-V_{pv}$ 特性曲线

I_{pv}-V_{pv}以及P_{pv}-V_{pv}随辐射照度变化的特性曲线如图 2-21 所示。

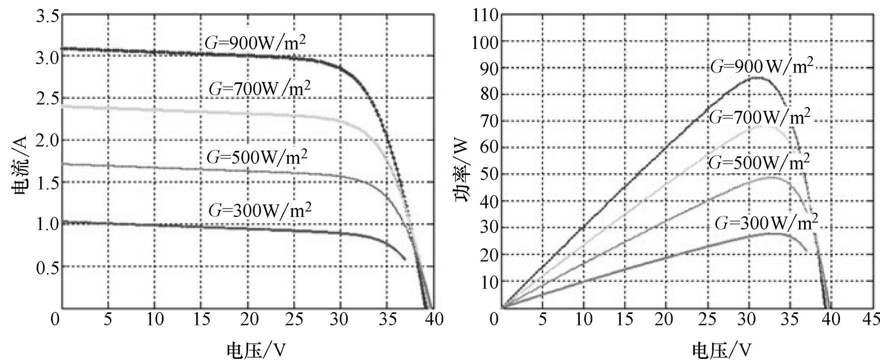


图 2-21 辐射照度的影响

I_{pv}-V_{pv}以及P_{pv}-V_{pv}随温度变化的特性曲线如图 2-22 所示，

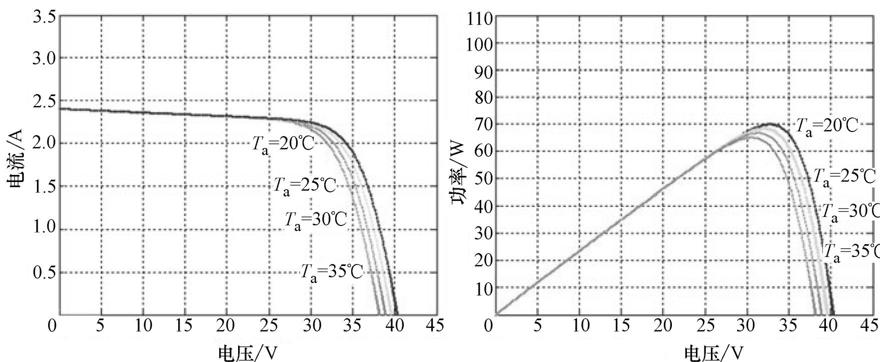


图 2-22 温度的影响

我们通过实验平台对上述结论进行了验证。采用变电阻的方法或者采用对电容充放电的方法获得实验数据。当合上开关 K_1 后，首先测量辐射照度，当电容充电时，可以得到电流、电压的对应值，然后打开 K_1，合上开 K_2，如图 2-23、图 2-24、图 2-25、图 2-26 所示。

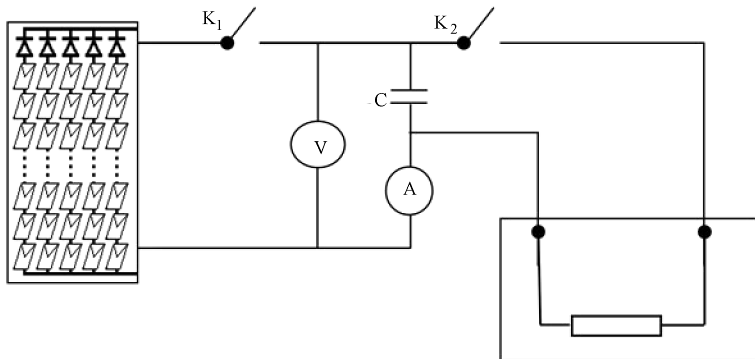


图 2-23 实验平台

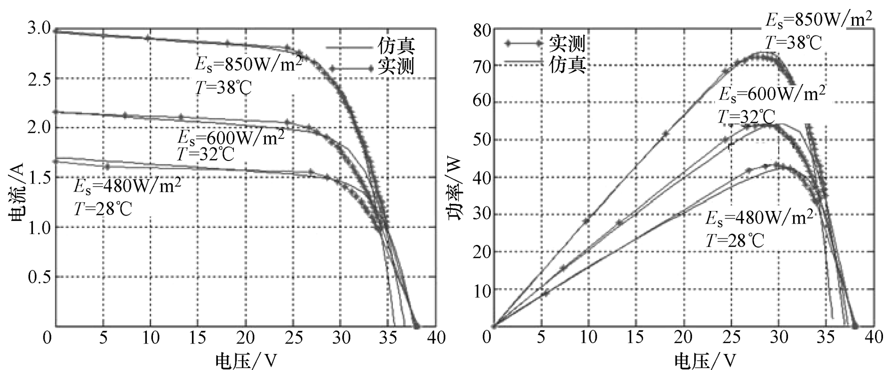


图 2-24　实验与仿真结果对比

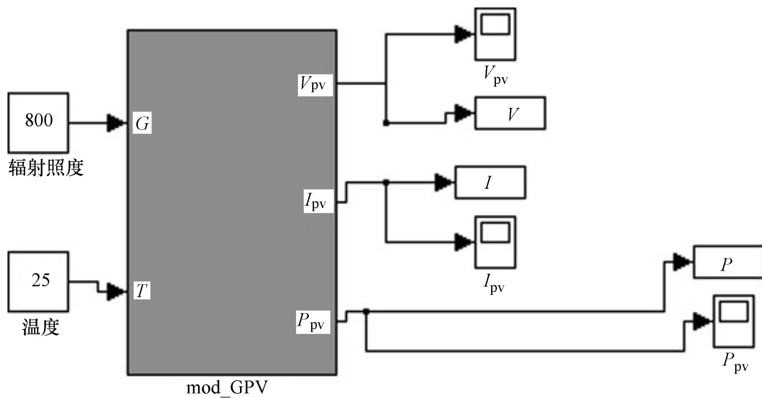


图 2-25　模型 2 的框图

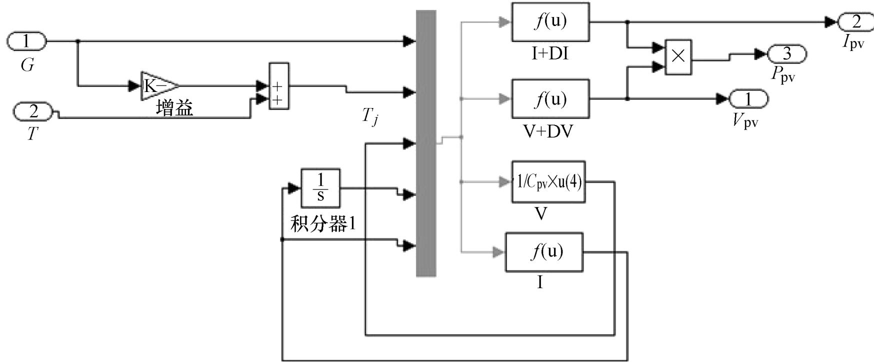


图 2-26　模型 2 的子系统框图

2.2.1.4　模型 2

第 2 种模型没有特定的物理意义，但是解法很简单。只需要四个参数 I_{sc}、V_{oc}，V_{mpp}、I_{mpp}。模型 2 中的 I_{pv}-V_{pv} 特性曲线基本上也是建立在模型 1 的基础上。

$$I_{pv}=I_{sc}\left\{1-C_1\left[\exp\left(\frac{V_{pv}}{C_2V_{oc}}\right)-1\right]\right\} \tag{2-137}$$

式（2-137）与光伏电池在短路电流点处的曲线非常接近。在开路电压区以及MPPT处，有如下近似结果。

$$C_2=\frac{\left(\frac{V_{mpp}}{V_{oc}}\right)-1}{\ln\left(1-\frac{I_{mpp}}{I_{oc}}\right)}$$

$$C_1=\left(1-\frac{I_{mpp}}{I_{oc}}\right)\exp\left(-\frac{V_{mpp}}{C_2V_{oc}}\right) \tag{2-138}$$

光伏电池的输出功率表达式为

$$P_{pv}=I_{sc}\left\{1-C_1\left[\exp\left(\frac{V_{pv}}{C_2V_{oc}}\right)-1\right]\right\}\cdot V_{pv} \tag{2-139}$$

根据式（2-138）可以解出系数。

图2-27为STC条件下（$G=1000\text{W/m}^2$，$T_j=25℃$）I_{pv}-V_{pv}以及$P_{pv}-V_{pv}$的特性曲线。

图2-28、图2-29、图2-30为辐射照度G、温度T_j对曲线的影响。

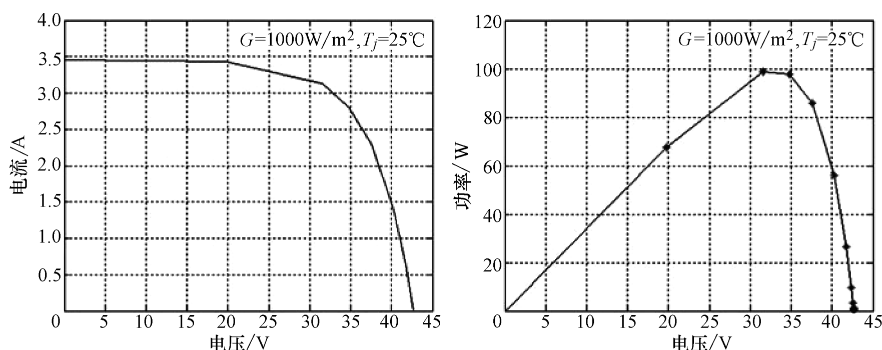


图2-27　STC条件下I_{pv}-V_{pv}，P_{pv}-V_{pv}特性曲线（模型2）

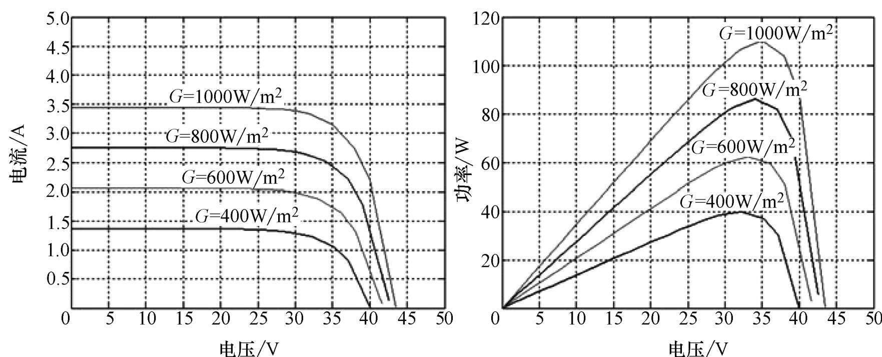


图2-28　辐射照度的影响（模型2）

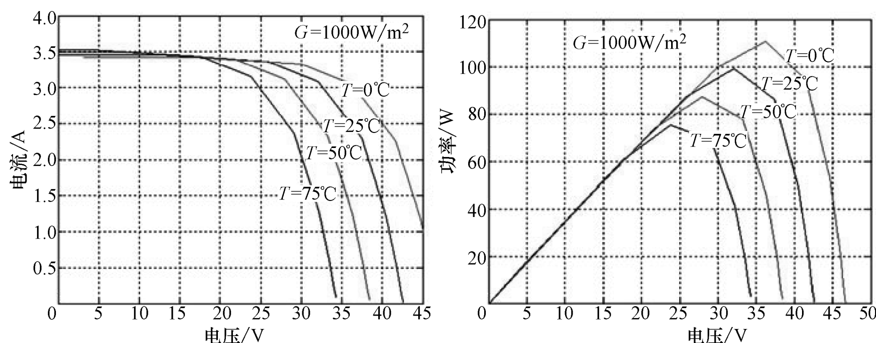


图 2-29 温度的影响（模型 2）

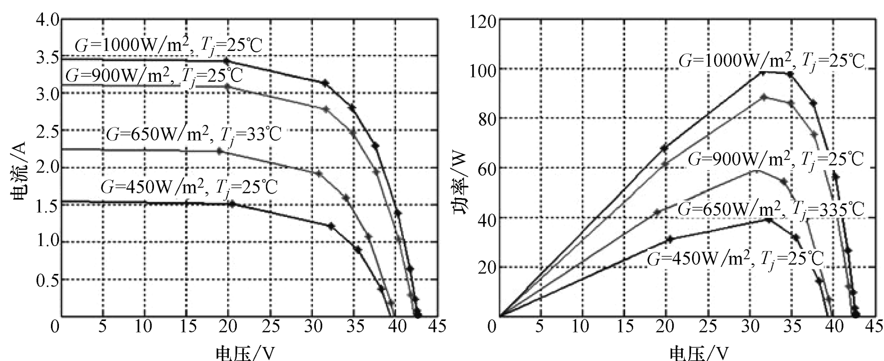


图 2-30 辐射照度、温度的影响（模型 2）

2.2.1.5 模型 3

模型 3 的自由度比模型 2 多一个，I_{pv}有如下表达式，

$$I_{pv} = I_{sc}\{1 - C_1[\exp(C_2 V_{pv}^m) - 1]\} \tag{2-140}$$

如果得到 C_1、C_2 的值，则可以得到额定工况下的曲线。

$$C_2 = \frac{C_4}{V_{oc}^m}$$

$$C_3 = \ln\left[\frac{I_{sc}(1 + C_1) - I_{mpp}}{C_1 I_{sc}}\right]$$

$$C_4 = \ln\left[\frac{1 + C_1}{C_1}\right]$$

$$m = \frac{\ln\left[\dfrac{C_3}{C_4}\right]}{\ln\left[\dfrac{V_{mpp}}{V_{oc}}\right]}$$

式中，V_{mpp}是 MPP 点处的电压；V_{oc}是开路电压；I_{mpp}是 MPP 点处的电流；I_{sc}是短路电流。解式（2-140）还需要赋初值。

$$C_1 = 0.01175$$

式（2-140）只在STC条件下才成立，当辐射照度变化，温度变化时，可以根据下式（2-141）求解。

$$\Delta T_j = T_j - T_{jref}$$
$$\Delta I_{pv} = \alpha_{sc}\left(\frac{G}{G_{ref}}\right)\Delta T_j + \left(\frac{G}{G_{ref}} - 1\right)I_{scref} \tag{2-141}$$
$$\Delta V_{pv} = -\beta_{oc}\Delta T_j - R_s\Delta I_{pv}$$

式中，α_{sc}是电流的温度系数；β_{oc}是电压的温度系数。

所以光伏电池的电压、电流有如下表达式

$$V_{pvnew} = V_{pv} + \Delta V_{pv}$$
$$I_{pvnew} = I_{pv} + \Delta I_{pv} \tag{2-142}$$

光伏模块的输出功率满足下式，见图2-31。

$$P_{pv} = I_{sc}\{1 - C_1[\exp(C_2 V_{pv}^m) - 1]\} \cdot V_{pv} \tag{2-143}$$

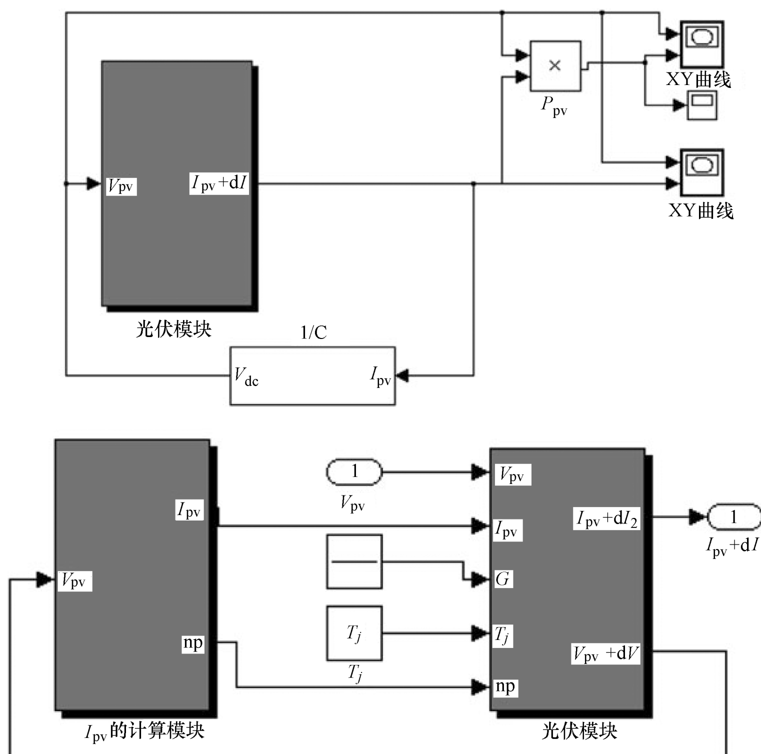


图2-31 模型3的框图

图2-32为STC条件下的电压、电流曲线。

图2-33，图2-34为辐射照度G、温度T_j对曲线的影响。

在图2-26中我们得到了实验测量的数据，图2-35将仿真数据与实验数据做了对比。

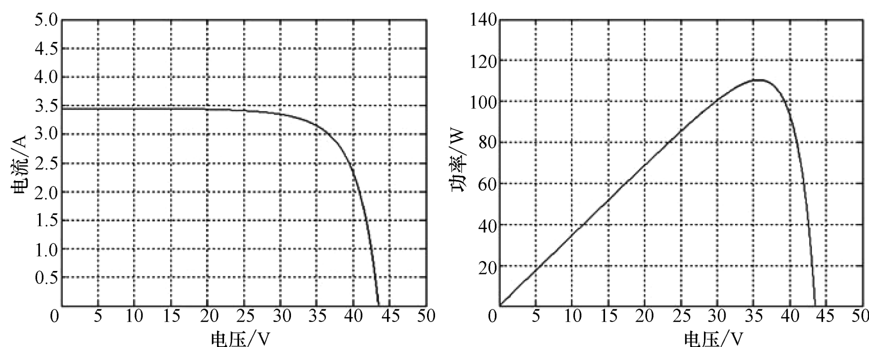


图 2-32　STC 条件下 I_{pv}-V_{pv}，P_{pv}-V_{pv} 特性曲线（模型 3）

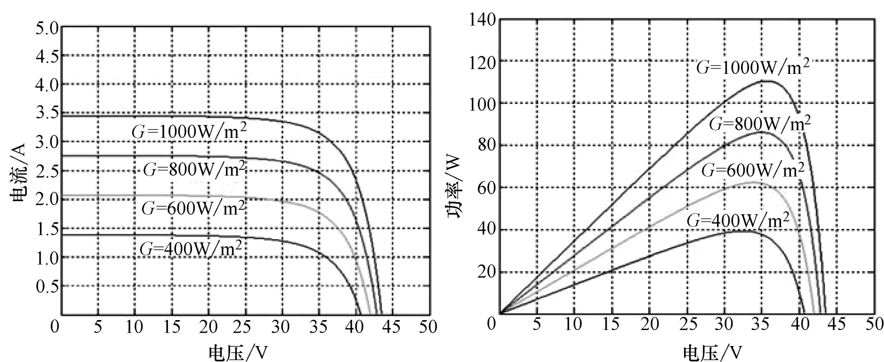


图 2-33　辐射照度的影响（模型 3）

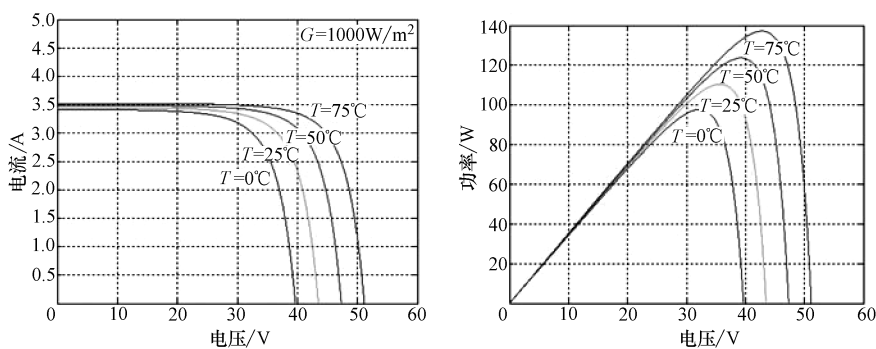


图 2-34　温度的影响（模型 3）

2.2.1.6　模型 4

第 4 个模型主要参考文献［39］、［40］以及［43］。这个模型的最主要的优点是只需要电池厂商提供标准条件下的数据就可以建立该模型。这个模型比较简单，因为其与反向饱和电流 I_0 无关，I_{pv} 有如下表达式：

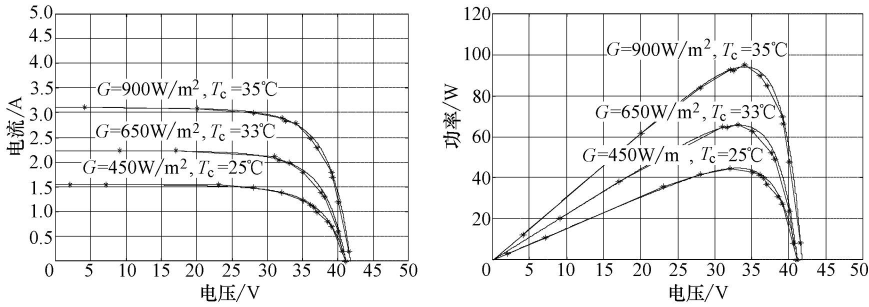


图 2-35 实验与仿真结果对比（模型 3）

$$I_{pv}=I_{sc-pv}\cdot\left[1-\left(\exp\left(\frac{(V_{pv}-V_{ocpv}+R_{spv}\cdot I_{pv})}{AV_{thpv}}\right)-\exp\left(\frac{-V_{ocpv}}{AV_{thpv}}\right)\right)\right] \tag{2-144}$$

其中，

$$\begin{aligned}I_{sc\text{-}pv}&=N_{p\text{-}cell}I_{sc\text{-}cell}\\V_{oc\text{-}pv}&=N_{s\text{-}cell}V_{oc\text{-}cell}\end{aligned} \tag{2-145}$$

式中，$N_{p\text{-}cell}$与$N_{s\text{-}cell}$分别是电池并联和串联的个数。开路电压的表达式为

$$V_{oc\text{-}cell}=V_{oc\text{-}cell\text{-}ref}+\beta_{oc}\cdot(T_j-T_{jref}) \tag{2-146}$$

式中，$V_{oc\text{-}cell\text{-}ref}$是标准条件下温度为 T_j 时的开路电压；β_{oc}是开路电压 $V_{oc\text{-}cell\text{-}ref}$ 的温度系数。

$$V_{oc\text{-}cell\text{-}ref}=V_{oc\text{-}pv\text{-}ref}/N_s \tag{2-147}$$

热力学电压 $V_{th\text{-}cell}$ 如下式所示：

$$\begin{aligned}V_{th\text{-}pv}&=N_{s\text{-}cell}\cdot V_{th\text{-}cell}\\V_{th\text{-}cell}&=KT_j/q\end{aligned} \tag{2-148}$$

光伏模块的电阻可由下式可得：

$$R_{s\text{-}pv}=R_{s\text{-}cell}\cdot(N_{s\text{-}cell}/N_{p\text{-}cell}) \tag{2-149}$$

$R_{s\text{-}cell}$的计算可以参考 2.2.2 节中的式（2-94）。

$$R_{s\text{-}cell}=-\left.\frac{dV_{pv\text{-}cell}}{dI_{pv\text{-}cell}}\right|_{V_{pv}=V_{oc\text{-}pv}}-\frac{AKT_j}{qI_{sc\text{-}cell}} \tag{2-150}$$

利用相应的最大功率点处的电压电流以及 $T_j=T_a$，可以计算出热力学电压 $V_{th\text{-}cell}$，其表达式如下式所示：

$$V_{th\text{-}cell}=\frac{V_{mpp\text{-}cell}+R_{serial\text{-}cell}\cdot I_{mpp\text{-}cell}-V_{oc\text{-}cell}}{\ln(1-I_{mpp\text{-}cell}/I_{sc\text{-}cell})} \tag{2-151}$$

2.2.2 双二极管光伏阵列模型

含双二极管的光伏模型考虑了光伏电池内部电荷的运动机理，在这个模型中，用两个二极管表示 PN 结的极化现象。这些二极管表征了光伏电池材料内外部少子的复合现象，该模型如图 2-36 所示。

根据图 2-36 可得，

$$I_{pv}=I_{ph}-(I_{d1}+I_{d2})-I_{Rsh} \tag{2-152}$$

式中，I_{ph} 和 I_{Rsh} 的表达式分别见式（2-130）以及式（2-133）。

复合电流 I_{d1} 和 I_{d2} 的表达式为

$$\begin{cases} I_{d1}=I_{01}\left[\exp\left(\dfrac{q(V_{pv}+I_{pv}R_s)}{AN_{s-cell}KT_j}\right)-1\right] \\ I_{d2}=I_{02}\left[\exp\left(\dfrac{q(V_{pv}+I_{pv}R_s)}{2AN_{s-cell}KT_j}\right)-1\right] \end{cases} \tag{2-153}$$

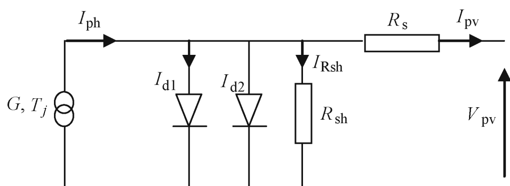


图 2-36　双二极管的光伏电池等效电路

饱和电流的表达式为

$$\begin{cases} I_{01}=P_4T_j^3\exp\left(\dfrac{-E_g}{kT_j}\right) \\ I_{02}=P_5T_j^3\exp\left(\dfrac{-E_g}{2kT_j}\right) \end{cases} \tag{2-154}$$

式中，$N_{s\text{-}cell}$ 是光伏电池串联的个数。

最终 I_{pv} 的表达式如图 2-37、图 2-38 所示。

$$\begin{aligned} I_{pv}=&P_1\cdot G\cdot[1+P_2\cdot(G-G_{ref})+P_3\cdot(T_j-T_{ref})]-\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{R_{sh}} \\ &-P_4\cdot T_j^3\cdot\exp\left(\frac{-E_g}{kT_j}\right)\cdot\left[\exp\left(\frac{q(V_{pv}+I_{pv}R_s)}{AN_{s-cell}KT_j}\right)-1\right] \\ &-P_5\cdot T_j^3\cdot\exp\left(\frac{-E_g}{2kT_j}\right)\cdot\left[\exp\left(\frac{q(V_{pv}+I_{pv}R_s)}{2AN_{s-cell}KT_j}\right)-1\right] \end{aligned} \tag{2-155}$$

在图 2-25 中给出了实验测量的数据，图 2-39 将仿真数据与实验数据做了对比。

2.2.3　功率模型

2.2.3.1　模型 1：多项式模型

该模型给出了工作在 MPP 点时多晶硅光伏电池的输出功率。参考文献［44］给出了其最大功率，如图 2-40、图 2-41、图 2-42 所示。

$$P_{pv\text{-}max}=K_1\cdot[1+K_2(T_j-T_{jref})]\cdot(K_3+G) \tag{2-156}$$

式中，K_1、K_2、K_3 是固定系数。

已知光伏模块受到的辐射照度时，MPP 的输出电压、电流以及光伏电池的结温，根据这三个参数就可以解出式（2-156）。

K_1 通常在 0.095～0.105，其表示光伏板的差异性。

K_2 等于 −0.47%/℃，表示光伏的温漂特性。

K_3 的加入是为了更好地与生产厂商提供的曲线拟合。

对于这个模型而言，只给出了最大功率点处的电压、电流，它表征了一年中最大功率点的变化情况。

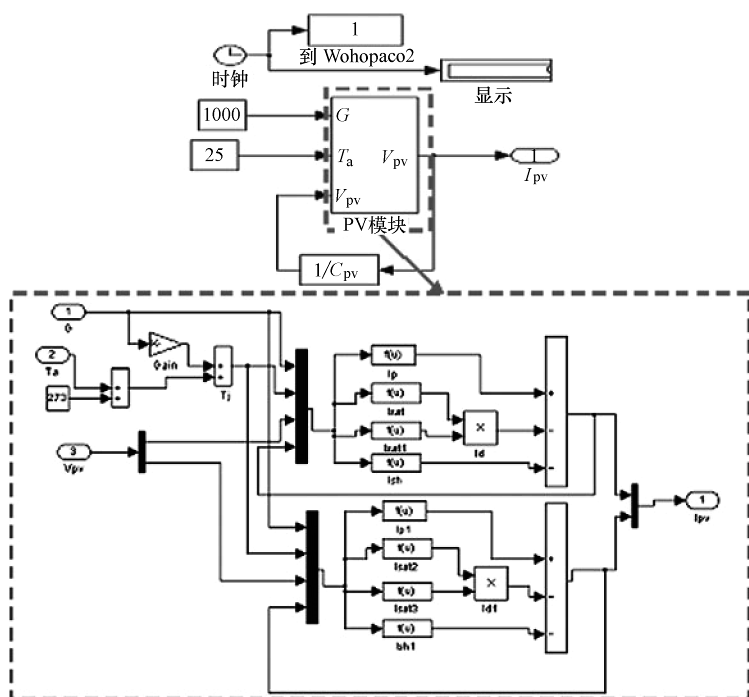


图 2-37　双二极管模型的框图

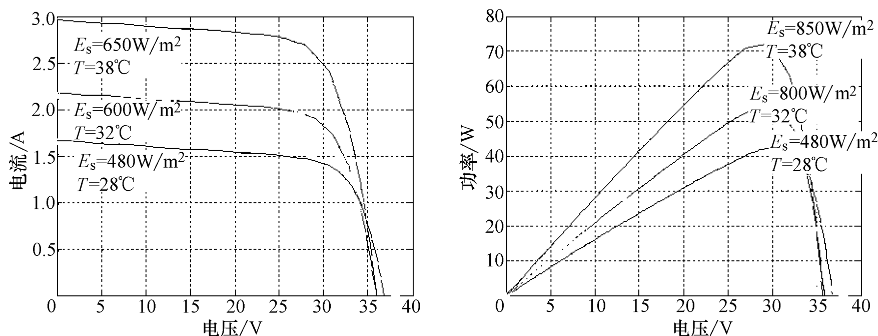


图 2-38　辐射照度、温度的影响（双二极管模型）

2.2.3.2　模型 2

下面的模型只需要 a、b、c、d 四个固定系数，就可以在给定辐射照度和温度的情况下计算出光伏模块的最大功率输出。由参考文献［30］可知，通过解一个简单的方程组就可以得到这些固定系数。

$$P_{pv-max}=(a\cdot G+b)\cdot T_j+c\cdot G+d \tag{2-157}$$

式中，P_{pv-max}是最大功率输出；a、b、c、d 是固定的大于 0 的系数，其值可以通过实验得到。

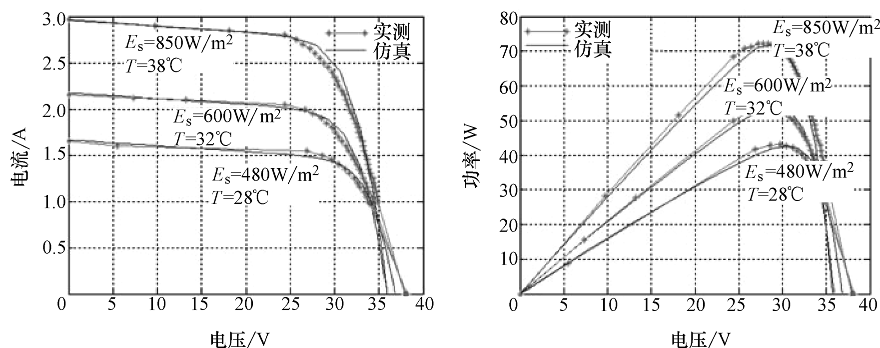


图 2-39　实验与仿真结果对比（模型 3）

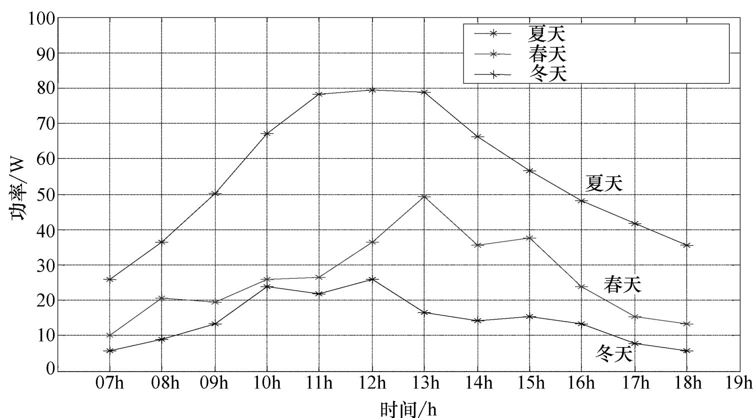


图 2-40　一年四季中功率随时间的变化曲线（模型 1）

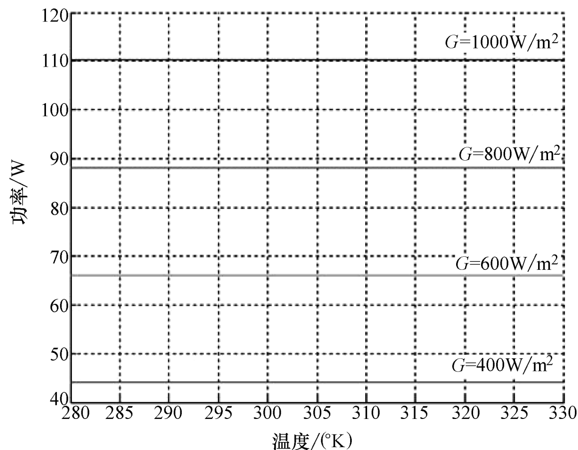


图 2-41　功率的变化曲线（模型 3）

2.2.3.3　模型 3

知道了光伏板受到的辐射照度以及光伏板的倾斜角，再结合生产商提供的温度参

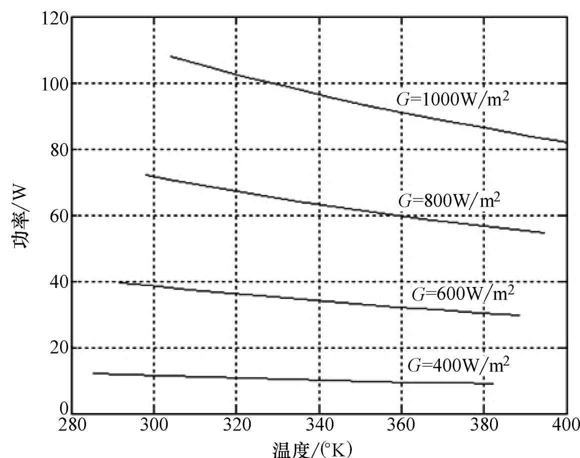


图 2-42　功率的变化曲线（模型 4）

数，就可以估算出光伏模块产生的能量。如下式所示：

$$P_{\text{pv-max}} = \eta_{\text{pv}} \cdot A_{\text{pv}} \cdot N_{\text{m}} \cdot G \tag{2-158}$$

式中，A_{pv}是光伏板的面积；η_{pv}是光伏发电系统的效率。

$$P_{\text{pv-max}} = \eta_{\text{pv}} \cdot A_{\text{pv}} \cdot N_{\text{m}} \cdot G$$

$$\eta_{\text{pv}} = \eta_{\text{r}} \cdot \eta_{\text{pc}}[1 - \alpha_{\text{sc}}(T_j - T_{\text{jref}})] \tag{2-159}$$

式中，G 是光伏模块受到的总的辐射照度；η_{r}是光伏发电系统的参考效率；η_{pc}是光伏发电系统工作点效率。当工作在 MPPT 点时，$\eta_{\text{pc}} = 1$；α_{sc}是短路电流的温度系数，该值由厂商提供；T_j 是电池的温度；T_{jref}是电池的参考温度。

2.2.3.4　模型 4

在参考文献［30］、［45］中，Jones 和 Underwood 于 2002 年提出了一种实际的模型，在该模型中光伏模块输出的最大功率为

$$P_{\text{pv-max}} = FF \cdot \left(I_{\text{sc}} \cdot \frac{G}{G_{\text{ref}}}\right) \cdot \left(V_{\text{oc}} \cdot \frac{\ln(P_1 G)}{\ln(P_1 G_{\text{ref}})} \cdot \frac{T_{\text{jref}}}{T_j}\right) \tag{2-160}$$

式中，P_1 是系数，可由下式可得：

$$P_1 = \frac{I_{\text{sc}}}{G} \tag{2-161}$$

FF 是填充因子，$FF = \dfrac{P_{\text{pv-max}}}{V_{\text{oc}} I_{\text{sc}}} = \dfrac{V_{\text{mpp}} I_{\text{mpp}}}{V_{\text{oc}} I_{\text{sc}}}$，$P_{\text{pv-max}}$是 STC 条件下的最大输出功率。

2.2.4　光伏阵列总结

2.2.4.1　被遗忘的方程

以上这些模型有些是用辨识得到的参数来计算最大功率点的电压值、电流值的，但这些模型都使用了式（2-135）中所示的一个方程，即利用了点（V_{mpp}，I_{mpp}）具有最大功率的事实，可以证明无论采用何种模型都有，见式（1-7）。

$$\left.\frac{dI_{pv}}{V_{pv}}\right|_{V_{pv}\text{-}V_{mpp}}=V_{mpp}=-\frac{I_{mpp}}{V_{mpp}} \tag{2-162}$$

2.2.4.2　一般结构及结论

上述所有模型都是基于等效电路提出的，具有相同的结构，如图 2-43 所示。

这些模型之间的差异只在于并联在电流源 I_{ph} 元件旁的元件 J 的非线性不同。复杂的模型有一个或者两个二极管，有时候还有 R_{sh}。

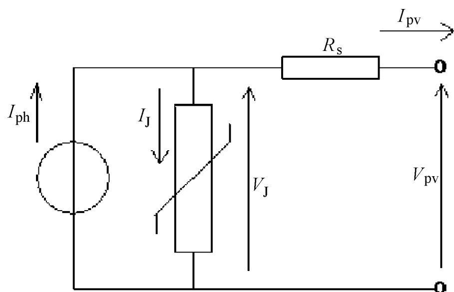


图 2-43　光伏电池或者组件的一般等效模型

文献［13］给出了一个重要推论：这种结构的光伏电池模型在结温相同但是辐射照度不同的情况下，可以通过一条 $I_{pv}-V_{pv}$ 特性曲线得到其他的曲线。如何改动呢？只需要纵坐标变化 ΔI_{ph}，横坐标改变 $-R_s\Delta I_{ph}$ 即可。所以可以通过 I_{pv}-V_{pv} 的各组曲线推导出 R_s 的值。式（2-94）、式（2-103b）以及式（2-129）就是采用这种方法计算 R_s 的值。这种方法还有一个优点，就是这种计算方法考虑了光伏模块整体特性而不是仅仅某些点的特性。

利用图 2-43 给出的结构，当 V_{pv} 变化时，有

$$dI_{pv}=-dI_J=-\frac{dI_J}{dV_J}[dV_{pv}+R_s dI_{pv}] \tag{2-163}$$

所以

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}=-\frac{dI_J/dV_J}{1+R_s(dI_J/dV_J)} \tag{2-164}$$

将式（2-164）代到式（2-162）中，可得，

$$[1+R_s(dI_J/dV_J)|_{V_{pv}=V_{mpp}}]I_{mpp}=[(dI_j/dV_J)|_{V_{pv}=V_{mpp}}]V_{mpp} \tag{2-165}$$

或者

$$I_{mpp}=[(dI_J/dV_J)|_{V_{pv}=V_{mpp}}](V_{mpp}-R_sI_{mpp}) \tag{2-166}$$

2.2.4.3　局部线性模型

通过开路电压、短路电流、MPP 点处的电压和电流，我们即可得到 4 个方程建立光伏电池模型，在这些模型中，I_{ph}、$1/R_{sh}$、i_{d1}、i_{d2} 是线性的。在计算参数时公式没有近似，唯一非线性的就是 R_s 以及非理想因子 A。如果我们采用双二极管模型，最简单的方法就是假设 A 是个整体，除了计算 R_s 需要额外的方法外，利用光伏特性曲线上的三个点就可以确定光伏电池模型中的其他参数。

2.2.4.4　关于多 PN 结光伏电池

以上我们都是在讨论单 PN 结光伏电池模型。如果是多 PN 结光伏电池，其模型为

多个类似于图 2-43 所示电路结构的相互串联。合并所有 R_s 项，我们得到如图 2-44 所示的一般模型。该模型中含有很多参数。但是如果该电池中的 PN 结在标准光谱下都是均匀的，如图 2-44 所示电路中的三个电流源都是相等的。只有在这种情况下，我们才可以合并图 2-44 所示电路中的非线性元件，电路简化为图 2-43 所示的简单结构。

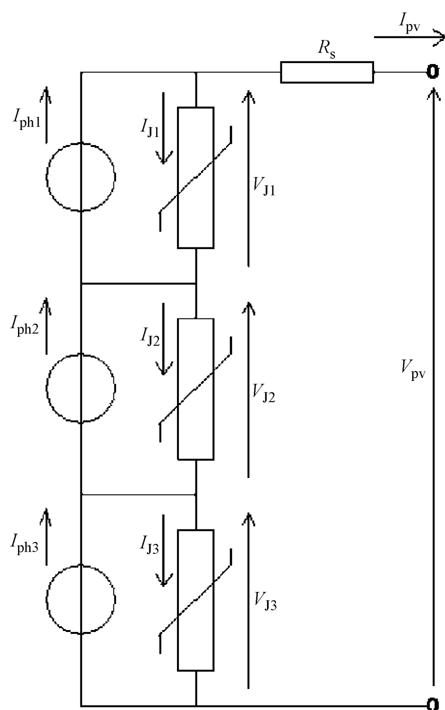


图 2-44　多 PN 结光伏电池或者组件的一般模型

第 3 章　电力电子的建模

符号表：

$< g >$	g 的平均值
C	电容值
C_{pv}	连接到光伏阵列的变换器的输入电容
f	变换器的开关频率
i	电流的瞬时值
I	电流的有效值
k	变换器的输入电压与输出电压的比值
k_{off}，k_{on}	用于换向损耗估计的常数
L	电感值
p	功率的瞬时值
P	有功功率（或一个周期内的平均功率）
P_{cap}	换向过程中寄生电容引起的平均耗散功率
P_{ind}	换向过程中寄生电感引起的平均耗散功率
p_{loss}	作为热耗散功率的瞬时值
P_{loss}	作为热耗散功率的平均值
P_{nom}	变换器的额定功率
P_{on}	与瞬间从断态变为通态相关的开通损耗的平均功率
P_{off}	与瞬间从通态变为断态相关的关断损耗的平均功率
P_{Q}	与邻近元器件恢复电荷相关的换向损耗的平均功率
Q	电荷值
R_{diff}	微分电阻
T	变换器的开关周期
t_{on}	从断态变为通态的开通时间
t_{off}	从通态变为断态的关断时间
u	电压的瞬时值
U_{in}	变换器的输入电压
$U_{in\ nom}$	变换器的额定输入电压
U_{thr}	阈值电压
α	变换器的占空比
η_{eur}	欧洲效率
η_{x}	当输出功率为额定值的 $x\%$ 时的效率

光伏发电装置离不开控制和电力电子技术，甚至在太阳阵列与电池间的直接连接，也需要单向二极管。通常，为了满足光伏电池板对频率、电压等级的要求，光伏发电装置中往往都需要复杂的电力电子变换器。此外，为了确保光伏发电装置合理的运行，电力电子变换器必须保证光伏阵列工作在最大功率点上，且不受系统输出电压的影响。光伏发电装置中的电力电子变换器的能量输出还要满足低谐波、低电磁兼容性（EMC）干扰和安全的要求。例如，当电网形成孤岛时，由于光伏发电装置连接在交流电网上，必须自动断开光伏发电装置和交流电网的连接。

除满足上述要求外，影响整个光伏发电装置的因素还有：MPPT 的跟踪能力、功率损耗或者说是电力电子变换器的效率。

与风电系统类似，光伏发电装置的能量来源波动很大，所以 MPPT 的跟踪速度非常关键；此外，光伏发电装置在大部分时间内输出的功率等级远低于额定功率等级，所以电力电子变换器额定的效率往往参考价值不大。

某些情况下，我们追求的唯一目标是如何使得能量输出最大化，但是多数情况下，我们必须研究光伏发电系统工作点随时间的变化情况，例如，评估能源短缺风险，或假如能源价格随时间的推移发生变化，所以我们必须了解电力电子变换器在不同工作点（包括功率、输入和输出电压等）时的效率。这些是本章节的主题。

3.1 电力电子变换器中功率损耗的原因

3.1.1 电力电子基础

电力电子变换器由电力半导体开关（二极管、晶体管等）和无源元件组成。无源元件主要有感性元件（电感、变压器、耦合电感）和容性元件（电容）。在非电抗类元器件（电力半导体器件、电阻）中，功率损耗等于其瞬时的电功率，并且以热能的形式表现出来：

$$P_{\text{loss}} = ui \tag{3-1}$$

式中，u 是元器件电压；i 是元器件电流。

电力电子变换器中的半导体器件仅有两种工作状态：通态和断态。从一个状态转移到另外一个状态是在极短的时间内完成的，我们将这段时间称之为换向时间。半导体器件的使用允许其损耗下降。通态时，有很大的电流 i 流过器件，但是器件两端电压 u 却很低，所以在这段时间中，器件的功耗［见式（3-1）］较小，即通态损耗较小；同样的在断态时，器件两端的电压很高，但是流过器件的电流非常小，所以在断态，器件的功耗［见式（3-1）］基本可忽略不计。

在确定电力电子变换器的结构时，必须考虑与输入输出端口相连的外部电路的特性。例如，认为电池是个电压源，所以不允许短路。而且，半导体器件作为开关使用使得变换器内部的电压和电流剧烈波动。通常，这些波动对于连接于变换器输入输出端的电路是不允许的。例如，光伏组件稳定在最大功率点（MPP）工作，可以发出最大功率。但是变换器引起电压、电流波动，会影响与之相连接的光伏阵列，在电力电子变换

器中，需要使用电抗性元件实现滤波作用，才能解决上面提到的问题。这些器件并不是理想的无损器件。例如，在电感的等效电路中，寄生的串联等效电阻会产生损耗。当然，还有电抗性元件的磁损耗以及电容性元件中的漏电流损耗。

半导体开关器件由通态转为断态或者从断态转为通态，都存在一个换向过程，这个换向过程不是瞬时就能完成的。在这段短暂的过渡中，半导体器件上的电压、电流同时变化，所以在每段换向时间内都会损失一部分能量。综上所述，半导体器件所产生的损耗由通态损耗以及与变换器开关频率成正比的换向损耗两部分组成。

目前，大部分的电力电子变换器都工作在开关状态，并且变换器的开关频率远远高于其输入端或输出端的频率。若端口的输入输出为直流，其频率为 0Hz；若端口的输入输出为交流，其频率为 50Hz 或 60Hz。

变换器的功率等级不同，开关频率也不同。中等功率变换器的开关频率大约在 1kHz左右；很小功率变换器的开关频率可以超过 1MHz。高开关频率使得滤波器很容易滤掉输入端或输出端的电压、电流的纹波。更重要的是，开关频率越高，时间间隔越短，电抗元件内储存的能量越低，大大降低了电抗元件的体积以及成本。

但是随着开关频率的增加，换向过程中产生的换向损耗越大，所以开关频率的选择必须折中考虑。当半导体器件过渡时间很短时，开关损耗较小。随着半导体器件的发展，开关频率也在不断提高。

最后，还必须考虑辅助电路的功率消耗。常见的辅助电路有：功率开关的驱动电路、采样电路、控制电路、通信电路等。

3.1.2　基本损耗的建模方法

如果在某个器件的等效电路中包含一个恒定串联电阻，则该电阻的功率损耗为

$$P = Ri^2 \tag{3-2}$$

那么该器件在一个开关周期内的平均功率损耗为

$$P = RI^2 \tag{3-3}$$

式中，I 是那个周期中通过该半导体器件电流的有效值。

许多半导体器件在通态时呈现非线性的电流-电压特性，如图 3-1 所示。

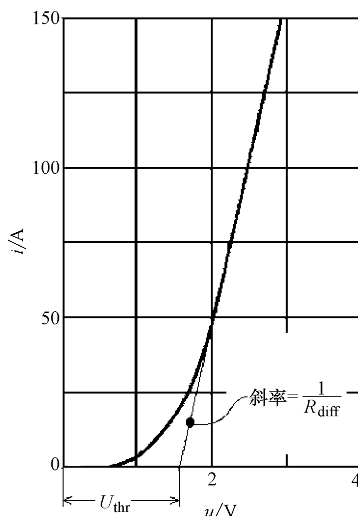


图 3-1　典型功率二极管的 I-V 曲线

在这种情况下，用下式近似表示其特性：

$$u = U_{thr} + R_{diff}I \tag{3-4}$$

式中，R_{diff} 是微分电阻；U_{thr} 是阈值电压。在这种情况下，假设电流 i 只有正号，在一个开关周期内的平均导通功率损耗为

$$P = U_{thr}\langle i\rangle + R_{diff}I^2 \tag{3-5}$$

式中，$\langle i\rangle$ 是电流 i 在一个周期内的平均值。

半导体器件开通损耗与开通时间 t_{on}（从断态变为通态的时间）成正比。u_1 是开通前的电压，i_1 是开通后的电流，有

$$P_{on}=k_{on}u_1i_1t_{on}f \tag{3-6}$$

式中，f 是变换器的开关频率；k_{on}为一常数。

类似地，半导体器件的关断损耗与关断时间 t_{off}（从通态变为断态的时间）成正比，i_2 是关断前的电流，u_2 是关断后的电压，有

$$P_{off}=k_{off}u_2i_2t_{off}f \tag{3-7}$$

近似的时间取决于换向过程。k_{on}、k_{of}值的范围为0.2～0.5。

缩短换向时间可以降低换向损耗，但是换向时间受到半导体器件内在因素的限制。如果器件在瞬态过程中的电压、电流最大值太高，那么开关损耗会变得很大。

器件的杂散参数也会造成损耗。例如，半导体器件存在有串联的杂散电感 L（电路连接引起包括由器件封装内部的电路连接造成的杂散电感 L），在器件关断后，杂散电感 L 上的能量转变为损耗。

$$P_{ind}=\frac{1}{2}\cdot L\cdot i_2^2\cdot f \tag{3-8}$$

同样，半导体器件存在有并联的杂散电容 C，在器件开通后，杂散电容 C 上的能量转变为损耗。

$$P_{cap}=\frac{1}{2}\cdot C\cdot u_1^2\cdot f \tag{3-9}$$

最后，驱动电路在半导体器件导通时向半导体器件提供电荷，假设驱动电压为 u_1，提供的电荷为 Q，对应的功率损耗为

$$P_Q=u_1\cdot Q\cdot f \tag{3-10}$$

感性器件的磁损耗可以归结为以下两类：

磁滞损耗与开关频率 f 成正比，同时磁滞损耗也随着磁通量的增加而增加。磁通量变化量近似等于 u/f。所以当频率给定后，磁滞损耗随电压的增大而增大。涡流损耗与频率的二次方 f^2 成正比，与磁通量的二次方成正比，因此涡流损耗只取决于电压的二次方。

3.1.3 常用的电力半导体器件

一些带有连接端子名称的电力半导体器件的符号如图3-2所示。

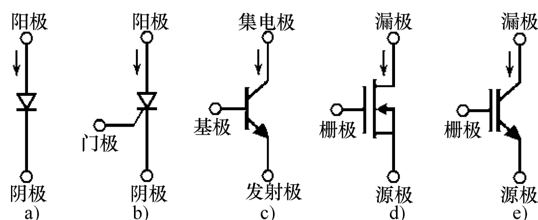


图3-2 一些电力半导体器件的符号（当半导体器件导通时电流的方向如箭头所示）
a）二极管 b）晶闸管 c）双极型晶体管 d）MOSFET e）IGBT

二极管（见图3-2a）是不可控型器件，当二极管两端加正向电压时导通，否则二极管截止。

晶闸管（见图3-2b）是半可控型器件，只有当阳极和阴极间电压为正，且门极上施加电流脉冲时，晶闸管导通；当电流为0时，就阻断。

图3-2所示的其他半导体器件都是全控型器件。只有当基极连续注入电流时，双极型晶体管（见图3-2c）导通。只有当栅极上施加正向电压时，金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET）（见图3-2d）和绝缘栅双极型晶体管（IGBT）（见图3-2e）才导通。

3.1.4　从功率损耗的角度分析半导体器件的特性

由于二极管（见图3-2a）存在明显的阈值电压，根据损耗的表达式（3-5）可知，分析二极管损耗时必须考虑第一项。对于运行在低压工况下的变换器而言，这项损耗不可忽视，所以在低压工况时，往往选择阈值电压更低的肖特基二极管。另外一个方法就是用MOSFET代替二极管，不过这样必须额外增加驱动电路。

晶闸管（见图3-2b）、双极型晶体管（见图3-2c）、IGBT（见图3-2e）也存在阈值电压，但是较二极管的阈值电压要低。

只要双极型晶体管的基极连续注入电流时，晶体管就能保持导通，所以需要有一个驱动电路为晶体管提供电流。除导通损耗外，在能量平衡中必须考虑这部分电路的功率损耗。

MOSFET的导通由其栅极电压控制。达到稳态时，只需要维持该电压而不用注入电流就能使管子导通。驱动电路只有在换向时产生功率损耗，MOSFET换向时间很短，这降低了其换向损耗［见式（3-6）和式（3-7）］，并且MOSFET不存在阈值电压，这样可以通过多个MOSFET的并联或者相当于采用过高额定值的MOSFET来降低导通损耗。在主电路中，IBGT呈现的特性和晶体管很相似，在驱动电路中，IGBT呈现的特性和MOSFET很相似。

3.2　电力电子变换器的拓扑结构及其对效率的影响

在这节中，用图3-3所示的符号代替所有全控型器件（晶体管、MOSFET或IGBT）。

在下面的例子中，全控型器件的驱动信号为一个周期性的数字信号，其周期 $T=1/f$，f 是变换器的开关频率。该信号的占空比 α，如图3-3所示。它是通态持续时间 αT 与整个周期之间的比值。这里没有给出更多详细描述，有兴趣的读者可以在电力电子教材如参考文献［50，51］中找到相关的分析。

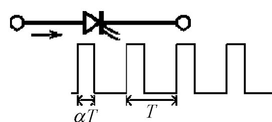


图3-3　所有全控器件的一般符号

开关频率的选取必须折中考虑。一方面开关频率越高，使得滤波器很容易滤掉输入端或输出端的谐波，无源元件的损耗降低；另外一方面，换向损耗（以及 MOSFET 或 IGBT 时的驱动电路损耗）与开关频率成比例的增加。所以存在一个最佳频率，如何选择变换器的最佳频率取决于变换器的工作点，但是由于实际原因设计者往往选择一个固定的开关频率。

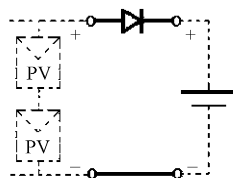


图 3-4　光伏阵列与直流母线的直接连接

3.2.1　直接与直流母线相连的结构

在光伏阵列和固定电压直流母线（比如电池）之间的最简单接法就是只使用一个二极管（见图 3-4）。

这种电路损耗小，但是不可控，光伏板两端的电压是固定的。由于最佳工作电压受到温度以及辐射照度等因素的影响，所以使用的光伏板常常远离其最佳工作点，并且一旦光伏板的开路电压低于直流母线电压，则光伏板不能提供电流。

3.2.2　DC/DC 变换

3.2.2.1　无变压器的 DC/DC 变换器

最简单的可控变换器只由一个晶体管、一个二极管和一个电感组成。如果变换器输入为光伏阵列，往往采用升压（Boost）变换器获得最高效率（见图 3-5）。

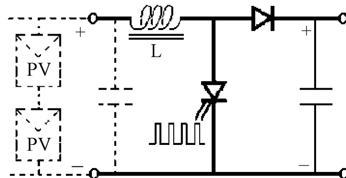


图 3-5　功率器件构成的 Boost 变换器

对于 Boost 变换器而言，当占空比 α 从 0 到 1 变化时，输入与输出电压的比值 k 从 1 变到 0。所以即使当光伏板受到很低的辐射照度（日出日落时），仍有可能产生能量。一般按以下方式设计（Boost）变换器，即光伏阵列的开路电压大多时间要低于直流母线电压。当然，为了得到较高的效率，输入和输出电压水平不能相差甚多。考虑到输入和输出电压和电流关系，较大电压与较大电流的乘积决定了变换器的容量。比值 k 越大，导致过大变换器，效率就较低，所以 Boost 变换器的输出电压不宜选择得过高。偶尔也会允许光伏阵列的最佳工作电压高于输出电压的情况，此时相当于光伏阵列通过二极管和母线电压连接。如果 Boost 变换器的晶体管一直导通，光伏阵列工作在短路电流区域。

Boost 输入端的电感保证了在一个开关周期 T 中输入电流为恒定值，这也有助于将光伏阵列的电压维持在一个恒定最佳值。

在某些情况下，光伏的最佳电压大多数时间高于直流母线电压，这种情况常见于商业性光伏组件和 12V 的蓄电池相连接。这种情况下，我们往往采用降压（Buck）变换器，如图 3-6 所示。

对于 Buck 变换器而言，当占空比 α 从 0 到 1 变化时，输入与输出电压间的比值 k 从 1 变到∞。所以当光伏板受到很低的辐射照度（日出日落）时，光伏板的开路电压很低，Buck 变换器不能从光伏阵列上获得能量。Buck-Boost 变换器（见图 3-7）不存在这个缺点，因为它的输入与输出电压的比值 k 可以采用 0 与∞之间任何值。但是 Buck-

Boost 变换器的效率稍低于 Buck 变换器和 Boost 变换器，因为在 Buck-Boost 变换器中输入端向输出端传送能量仅通过电感来完成。Buck 变换器及 Buck-Boost 变换器输入电流被斩波是断续的，所以在和光伏阵列相连接时，必须在输入端并联一个电容。

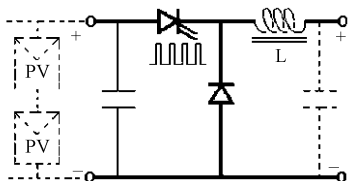


图 3-6 Buck 变换器

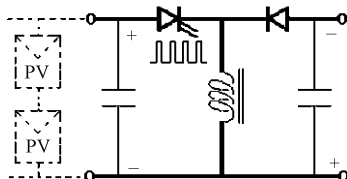


图 3-7 Buck-Boost 变换器

3.2.2.2 具有变压器的 DC/DC 变换器

在 3.2.2.1 节中讲过，如果 DC/DC 变换器输入和输出电压水平相差很大，那么它的效率比较低。在这种情况下，为了保证一定的效率，往往采用变压器，并且变压器还有电气隔离的作用。

当功率一定，变压器的工作频率越高，其尺寸越小。变压器一般不工作在直流电流，当然也有例外（变压器接入到开关频率为 f 的 DC/DC 变换器）。如果占空比维持在 0.5，则变换器可以获得较高的效率。图 3-8 所示为推挽式正激变换器，其工作原理与 Buck 变换器相似（不能在太低输入电压下工作）。

图 3-9 所示为反激（Flyback）变换器，是由 Buck-Boost 变换器推演而来的。在 Flyback 变换器中，变压器和电感组合成一个唯一的元件：一对耦合的线圈。

Flyback 变换器的效率比较低，但是其常用于输入电压低的场合，且其适合多路输出，这对于管理电池充放电平衡非常有用。

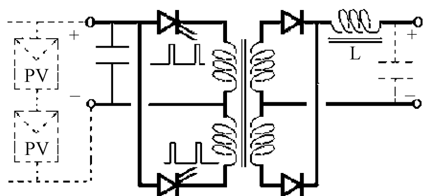


图 3-8 推挽式正激变换器

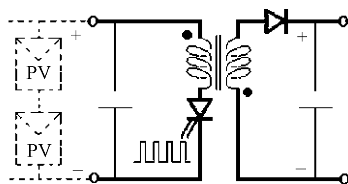


图 3-9 Flyback 变换器

3.2.2.3 含光伏板的 DC/DC 变换器的典型应用：电池充电器

图 3-10 所示是一个简单的系统。图 3-10 中仅有一个变换器，电池直接与负载相连接。

电池充电器的作用是在可控的电压和电流下，给电池组提供电能，以延长电池组的使用寿命。这样的电路往往是图 3-6 所示的 Buck 变换器。为了得到电池充电器的模型，建立了图 3-11 的等效电路。

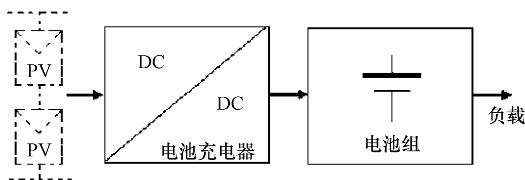


图 3-10 简单的直流系统

只要电池没有充分充电，为使电池电流最大化，控制电路作用于DC/DC变换器的开关。可以通过测试电池的电压、电流、温度和电流的积分来确定电池的充电程度。如果充电电流过大，可以限制其最大电流。如果电池放电太多，控制电路作用于一个继电器，断开负载。理论上，为了估计电池的充电状态，需要电池的模型非常的重要。某些控制电路中包含一个模糊逻辑控制器，用来得到电池充电数个周期后的电池模型。

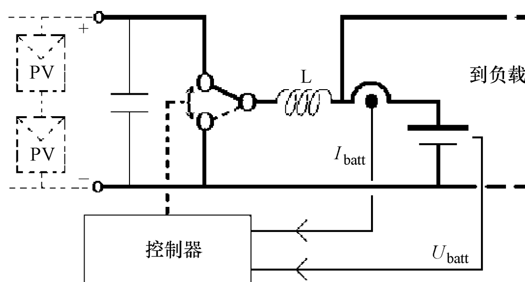


图3-11　电池充电器的简化模型

3.2.3　DC/AC变换

3.2.3.1　变换器拓扑结构

DC/AC变换器（单级逆变器）

如果要将发出的功率输送到公共电网中或者给交流负载供电时，必须使用DC/AC变换器。最常用的是电压型逆变器，其原理图如图3-12（单相逆变器）或图3-13（三相逆变器）所示。

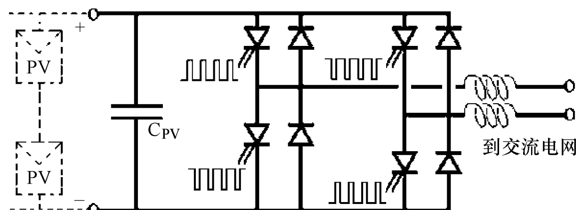


图3-12　单相电压型逆变器

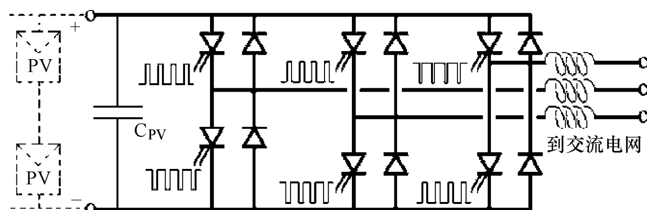


图3-13　三相电压型逆变器

为了防止谐波注入到交流电网中，输出滤波器是必需的。为了用小电抗进行滤波，一般开关频率选择得比较高，这将导致较大的开关损耗。另外一方面，逆变器没有电气隔离，电压型逆变器的输入电压必须高于交流电压的峰值，例如单相交流电压为230V（有效值）时峰值电压为315V；为400V（有效值）时，峰值电压为566V。所以如果逆变器的输入端接光伏阵列，输出端接公共电网，要满足逆变器的输入电压必须高于交流电压的峰值的条件就必须串联许多个光伏组件，这样只有少数几个光伏组件工作在MPPT点。对于单相逆变器而言，输入电流含有二倍于电网频率的分量，如果输入端直接和光伏板相连接就必须在输入端并联大电容，以保证光伏系统工作在最佳电压、电流点上。单级逆变器的示意图如图3-14所示。

复杂的 DC/AC 变换（多级逆变器）

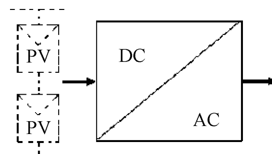


图 3-14　单级逆变器

增加逆变器的其他变换级，在 DC/AC 变换器（单级逆变器）中提及的缺点就可以避免。事实上，所谓的太阳能逆变器往往包括了几个电力电子变换器。例如，可以采用两级逆变器（见图 3-15）。该电路包含一个用来实现 MPPT 的 DC/DC 变换器，以及一个 DC/AC 逆变器。在电网频率（50Hz 或 60Hz）下，施加于末级功率开关的控制信号可以是 180°或 120°导通角。所以该逆变器的换向损耗很低。如果 DC/DC 的输出被调制为一个整流过的正弦波，则可以没有强大的滤波器。

另外一个两级逆变器例子如图 3-16 所示。

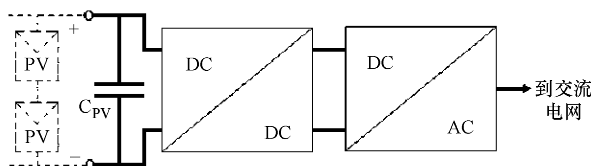


图 3-15　两级逆变器

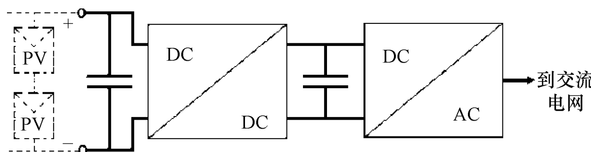


图 3-16　另一种两级逆变器

在图 3-16 中，用来实现 MPPT 功能的 DC/DC 电路和逆变器之间的直流环节装有一个电容 C_{link}。这样就可以不再将直流环节电压调制为整流过的正弦波。电容 C_{link}用来存储能量，从而抑制电压波动（特别是对单相而言）。C_{link}电容和 C_{pv}电容的作用一样，因为 C_{link}允许大的电压波动，所以由于 C_{link}电容的存在，C_{pv}的电容值可以大大降低。

变压器的接入

在有些场合，出于安全的考虑需要电气隔离，或者需要将光伏阵列接地，所以需要在变换器中接入一个变压器。还有一个场合需要使用变压器，就是直流输出和交流输出的电压电平相差甚大时。这样使用变压器可以兼顾变换器的占空比和高的效率。最简单的含变压器的拓扑结构为在变换器的输出和交流电网之间接入一个低频变压器（LFT），如图 3-17 所示。

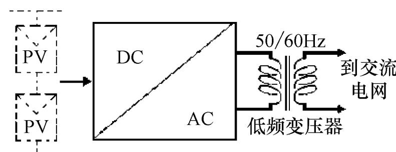


图 3-17　含有低频变压器的逆变器

然而，低频变压器往往因为工作频率低，导致体积大、笨重、成本高。另外一种办法就是在图 3-16 所示的直流环节中接入变压器。因为直流情况下变压器是不工作的，所以必须将其接在 DC/AC 和 AC/DC 变换器之间。这样变压器就可以工作在很高的频率，常见的

结构如图 3-18 所示。

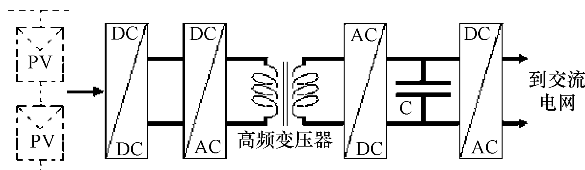


图 3-18 含有高频变压器的逆变器

此外，还可以用输入级带变压器的 DC/DC 变换器解决这个隔离等问题，如图 3-8 或 3. 9 所示。图 3-19 表示输入一个 DC/DC 变换器是改进的含变压器的 Boost 变换器。

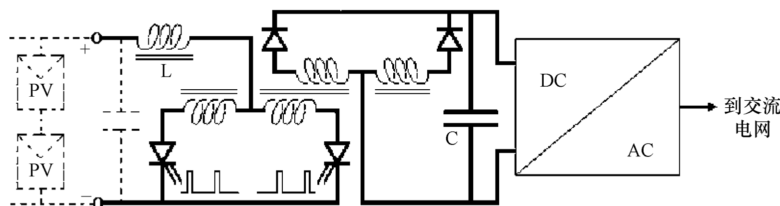


图 3-19 复杂的“光伏逆变器”拓扑结构示例

多输入 DC/AC 变换器

因为每个光伏组件的最佳工作点不同，比如某个组件被遮蔽，所以最好将光伏阵列分成几个子阵列，每个子阵列安装有自己的变换器和 MPPT。此时也需要多输入的逆变器（见图 3-20）。该拓扑结构中有两个连接到共用 DC/AC 逆变器的直流环节的 DC/DC 变换器。

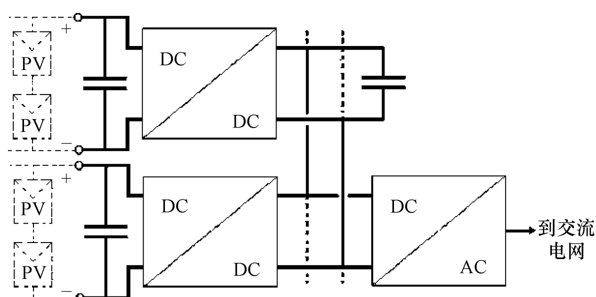


图 3-20 多输入的逆变器

这种情况下，我们使用了多级变换器。第一级电路为每个子阵列独有，次级电路为共有。第一级电路可以通过简单的不含变压器的 Boost 电路实现（见图 3-5），尽管减小了功率，但这样保证了高的效率。图 3-21 所示的电路由几个 Boost 电路、一个占空比固定的推挽变换器（用以适应不同电压电平和电气隔离的要求）。

一个储能电容器和最后一个逆变器组成。多输入的逆变器最重要的特点就是可以控制不同的能源，例如几个光伏子阵列和风力发电机。

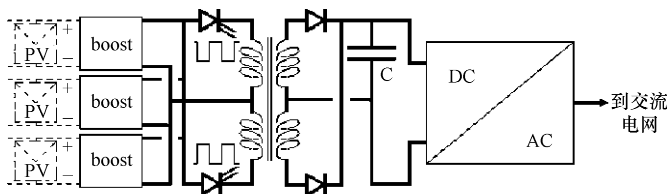


图 3-21　复杂的独立多输入“光伏逆变器”拓扑结构示例

3.2.3.2　系统结构

总体来讲，有以下三种系统结构。

集中式光伏设备逆变器

过去的结构都是集中式光伏设备逆变器，很多光伏组件接入一个集中式逆变器，最后并入电网中。光伏组件被分成好几串。串与串之间通过串二极管并联连接，以此获得高功率等级（见图 3-22）。

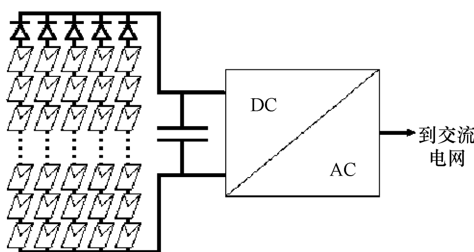


图 3-22　集中式光伏设备逆变器

串式逆变器以及交流模块

目前的结构包括串式逆变器及交流模块。串式逆变器是集中式逆变器的简化，每串光伏组件上接一个串式逆变器（见图 3-23）。目前在符合标准的大功率高质量的一些方案中，采用了使用 IGBT 或 MOSFET 自换相技术的 DC/AC 逆变器。

还有一种极限情况，就是一个光伏组件接一个 DC/AC 逆变器，称之为交流模块（见图 3-24）。这种结构优于其他结构。当光伏阵列被遮蔽时，每一个组件都能输出最佳功率，但是交流模块比较复杂，因为输入和输出电压的等级相差很大，并且由于每个光伏组件与一个 DC/AC 逆变器相连，额定功率等级低，其效率也相对较低。

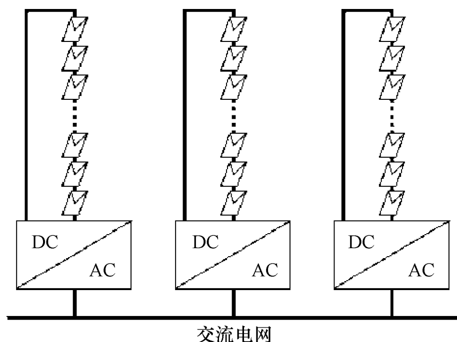


图 3-23　串式逆变器

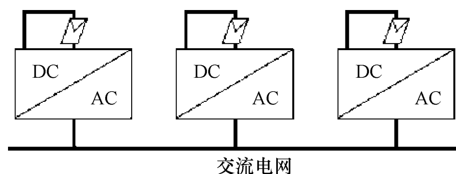


图 3-24　交流模块

多串式逆变器

在多串式逆变器中，每串都有自己的 DC/DC 变换器，然后共同接到一个 DC/AC 逆变器上（见图 3-25）。相对于集中式结构而言，每串独立控制。相对于串式逆变器以及

AC 模块方案而言，从变换器损耗看，这种方案具有较大功率、较高效率。

必须根据环境和位置情况来选择适当的配置。

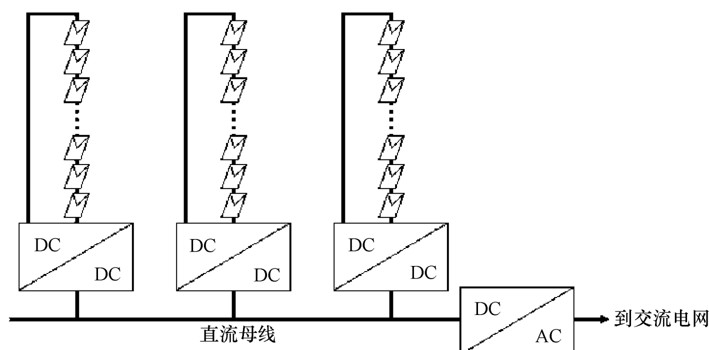


图 3-25 多串式逆变器

3.3 变换器的经验模型

如果允许元器件的电压、电流等级正比于变换器端口的电压、电流。那么可知，在一个以固定开关频率工作的变换器的损耗表达式为输入和输出电压、电流的一阶或者二阶项的和，再加上辅助电路产生的固定损耗项。这有助于我们使用制造商或者其他实验测量数据来确定损耗的表达式。

制造商的数据常常用效率形式表征变换器的损耗。我们可以通过效率 η、损耗功率 P_{loss}和输出功率 P 之间的关系来获得系统的损耗：

$$P_{\text{loss}} = \left(\frac{1}{\eta} - 1\right)P \tag{3-11}$$

3.3.1 输入电压恒定时的情况

在某些情况下，变换器工作在输入电压恒定或输出电压恒定的条件下。例如，连接在直流环节和公共配电网的 DC/AC 变换器。在这种情况下，损耗往往取决于电流。电力电子变换器往往有较高的效率，所以我们假设输入输出功率相等。当电压固定（和在交流输出下功率因数固定）时，电流的大小与功率成正比，所以功率损耗可以看成含有三个系数的二次多项式，即

$$P_{\text{loss}} = A + BP + CP^2 \tag{3-12}$$

为了确定这三个系数，我们需要三组数据。第一组数据来自于制造商给出的额定功率下的效率；第二组数据来自于所谓的欧洲效率。欧洲效率是不同功率下的几个效率的平均值。光伏系统中，欧洲效率是一个重要的参数，因为光伏系统大部分的时间运行在低于额定功率下的状态，一年内该纬度上受到的辐射照度影响着逆变器的效率，欧洲效率表示这种平均值。P_{nom}是变换器额定功率，η_x是变换器工作于 x% 额定功率下的效率。欧洲效率定义为

$$\eta_{\text{eur}} = 0.03\eta_5 + 0.06\eta_{10} + 0.13\eta_{20} + 0.10\eta_{30} + 0.48\eta_{50} + 0.20\eta_{100} \tag{3-13}$$

知道了额定功率下的效率以及欧洲效率仍不足以解出式（3-12）中的 A、B、C 三个系数。如果没有额外的工作点数据，为了解出这些系数，我们可以加上一些限制，例如假设 $B=0$，来计算这些系数的值。

3.3.2　输入电压变化时的情况

实际上，由于输出往往是接公共电网电压，或者接电池电压，变换器的输出电压近似不变。

然而当变换器的输入端接光伏阵列时，由于光伏组件的最佳工作点取决于温度和太阳的辐射照度，所以光伏组件的电压往往是变化的。我们必须考虑输入电压变化时损耗的变化。

对于给定功率，因为功率是电压和电流的乘积，所以输入电压的变化会引起输入电流的变化。基于此，仍然使用本节引言的表述，根据式（3-12）有

$$P_{\text{loss}} = A_1 + A_2\frac{U_{\text{in}}}{U_{\text{in nom}}} + A_3\left(\frac{U_{\text{in}}}{U_{\text{in nom}}}\right)^2 + \left[B_1 + B_2\frac{U_{\text{in nom}}}{U_{\text{in}}}\right]P + \left[C_1 + C_2\frac{U_{\text{in nom}}}{U_{\text{in}}} + C_3\left(\frac{U_{\text{in nom}}}{U_{\text{in}}}\right)^2\right]P^2 \tag{3-14}$$

但是，制造商给出的数据往往不足以解出式（3-14）的系数。当制造商给出不同电压输入下逆变器的效率，通过调节变压器的匝数，可以获取在标称电压输入下，不同结构逆变器的效率，不同的结构其损耗的表达式也不相同，但是每种结构逆变器的效率都只是该结构在标称电压输入下的效率。

3.3.3　实验中测试损耗的注意事项

测试变换器的损耗是比较困难的，因为变换器的效率往往比较高，所以通过输入功率与输出功率相减得到损耗的这种测试方法是不准确的，这是因为两个输入和输出功率的差异很小。这测出来的输入输出功率必须非常的准确。另外可行的一种方法就是测试变换器产生的热损耗。

3.4　电路建模

我们往往需要建立电路模型去估计那些实际还不存在的设备的性能，然后考虑设备的真实使用环境才有可能对其进行优化。即使实际上存在变换器，这些模型也可以帮助我们分析它的工作情况（例如3.1节提到的难点问题）。只要通过制造商知道变换器的结构（参考3.2节）和所有使用到的功率元器件的资料以及使用的控制策略，就有可能得到损耗表达式。在专业软件中，使用每个元器件的完善的模型，就可以分析电力电子电路，并且可以准确地计算出损耗。另外一个非常好的优化方法就是使用近似模型计算损耗随时间的积分，正如3.1.2节所述的损耗近似值的表达式。

3.5　额定功率选择的注意事项

变换器额定功率的选择是变换器优化中的重要组成部分。如果实际工作功率和额定

功率等级相差很大，这会大大降低变换器的平均效率。另一方面，在有限的时间内光伏阵列的最佳功率往往超出变换器的额定功率。这种情况下，保护变换器防止其饱和就显得尤为重要，当然这样做会导致有一部分发出的部分能量没有被利用到。这种情况多见于非晶硅光伏板中，有时候其发出的功率超出额定功率的25%，甚至更多[52]。

3.6 用于分布式能源系统控制的多级系统

为了解决可再生能源固有的功率不稳定的问题，必须设计控制器实现电网与可再生能源系统之间的接口。该控制器必须具备智能功能且对环境变化适应性强。在下一代并网可再生能源系统中，逆变器是推动大规模发电系统技术的进步的核心。这些智能的逆变器具有先进控制的特性，会提高未来可再生能源系统的性能和可控性。这种逆变器是能源转换系统的智能装置。它具有感知和存储大范围环境条件变化的功能，并且采用智能算法且具备与其他逆变器通信的能力。这些特性不仅会使得新能源系统得到广泛应用，还提高了并网电能的质量，增加系统的可靠性。在可再生能源系统中，逆变器工作在海岛模式或者微网模式。随着人们环保意识的增强，可再生能源系统的总规模将会持续增长，但是随之带来的是分布式发电系统接入到传统的电网中引起的许多问题。

目前，已经进行了许多关于分布式能源系统的研究。科学界发表了很多关于技术、环境和经济方面的议题。利用功能强大的计算机工具，集中式控制系统可能解决上述问题。但是随着能源系统复杂性的增加，计算和通信能力受到限制，这也是一个显著的问题。为了解决上述问题，分布式控制是理想的解决方法。其优点是数据本地处理，只需把处理结果传送出去，这大大减小了计算时间和通信时间。

3.6.1 多级系统（MAS）

最近，多级系统技术已经引来了人们极大的兴趣。因为多级系统作为一种典型的可以构思、设计和实现的功率控制系统，有着很好的应用前景。对于那些开放式和分布式电力系统而言，以上优点非常具有吸引力。

为了将MAS的优点应用到发电系统和配电系统中，需要描述与多级技术相关的概念。首先，需要描述“级”的概念。其次是MAS中的一些关键的概念。

3.6.1.1 “级”的定义

“级”的定义最初来自于计算机工程。在参考文献［53-56］中，计算机科学的研究已经提出了几种关于“级”的定义。几种典型定义的“级”应具备以下特点：

- 自主性（它们的工作无需人为干预）
- 协调性（它们与其他级相互配合）
- 交互性（它们能感知环境并作出反应）
- 超前主观能动性（具备目标导向的行为），软件或者硬件设备适用于特定环境，并自发地随环境的变化而变化。“级”与现有的软件和硬件不同，由于协作性和前摄性，它也具有类似的特征。

3.6.1.2 多级系统的定义

如果面临的问题是特别复杂或者困难的，那么最好的处理方法就是使用很多“级”，特定的级可以解决特定的问题[57,58]。根据 Wooldridge 的定义，级与级之间必须能够相互通信。许多级相互协调，就能够实现系统的整体目标，我们称这些级的结合体为多级系统。

3.6.2 电力系统中的多级系统

目前，集中式监控与数据采集（Supervisory Control and Data Acquisition，简称 SCADA）系统和更小局部 SCADA 系统共同完成电力系统控制。由于电力系统复杂性的增加，需要更多数据的传递和计算，基于 SCADA 技术的控制方法不再有效。应用 MAS 控制电力系统成为一种趋势。使用 MAS 的优点是灵活性、可扩展性和容错性[59]。Mc Arthur 提到，MAS 系统有两种使用方法：第一，作为一种建立灵活的、可扩展的电力系统方法；第二，作为一种建模方法。参考文献［59］指出了 MAS 的四种主要应用：

- 检测与诊断
- 保护
- 建模与仿真
- 分布式控制

3.6.3 分布式电力系统

另外一种发电方式就是采用分布式能源资源，因为它们潜力巨大，能够从可再生资源中产生可靠性好、效率高、环境友好和可持续的能源，所以引起人们极大兴趣。但是随着开发力度的加大，分布式能量资源和公共电网的连接也面临着不少问题。影响其能量供给质量的主要有以下因素如下：

- 设备以及公共安全
- 稳定性
- 同步性
- 无功功率补偿
- 谐波注入
- 集中控制
- 市场机构

围绕这些不同的问题，研究人员做了很多的工作。很明显，分布式发电系统需要分布的和自主的控制系统。

3.6.4 逆变器的控制系统

因为所生产能量的特性不同，大多数分布式能量资源不适合直接将电能送至电网中，所以分布式能源资源需要经电力电子接口（逆变器或变换器）及其控制系统和电网连接。逆变器的重要性与日俱增，它承担着两方面角色：一方面，控制分布式能源的最大功率点，并将能量送出去；其次，将清洁并符合并网要求的电能送至电网上。

3.6.5 应用

在这项工作中，基于与逆变器相连接的控制单元——用来做功率接口，使用 MAS

建立一个灵活的、可扩展的控制系统。图 3-26 介绍了这项工作中的控制方法概念。

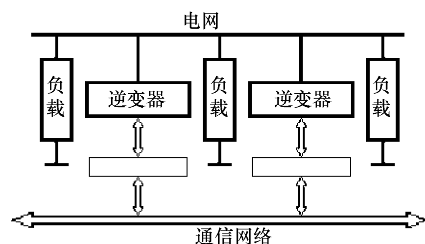


图 3-26 分布式能源系统中的分布式控制框图

3.7 结论

由于电力电子变换器中的功率损耗和变换器的工作条件有关，所以很有必要估算这些损耗。即使在输入功率较小时，变换器接收到的能量较弱，也需要特定的设计，保证效率在可接受范围之内。同时我们需要完善的模型来估算变换器对光伏系统性能的影响。随着分布式能源资源的发展，太阳能系统的设计也必须更多的考虑电网的复杂工况。

第 4 章　光伏阵列的优化

符号表：

a，b，c 和 d	由光伏电池板电压 V_{pv}、电池电流 I_{pv} 和电池功率 P_{pv} 决定的系数
BN	负大
BP	正大
dP_{pv}/dV_{pv}	光伏电池输出功率 P_{pv} 关于输出电压 V_{pv} 的导数
I_L	电感电流
k_1	比例常数，$0.71 < k_1 < 0.78$
k_2	比例系数，与光伏电池板的电流有关，$0.78 < k_2 < 0.92$
K_G	比例增益
k_c	正的比例常数
MN	负中 $0.78 < k_2 < 0.92$
MP	正中
R_{pv}	光伏电池板的等效负载
SN	负小
SP	正小
V_{opt}	MPP 对应的最优电压
Z	零
α	占空比
α_{eq}	等效控制占空比
ΔP_{pv}	在两个运行点间的功率变化量
ΔV_{pv}	在两个运行点间的电压变化量

光伏电池板是整个光伏系统的电能来源，商业光伏电池板能够达到的最高转换效率可以达到 20% ~21%，在实验室中转换效率达到了 25%，整个系统的转换效率一般在 15% ~17% 之间[62]。在实际运行中，系统的实际效率可能更低[73]。在安装时，必须使得光伏阵列（简称为 PV 阵列）能够最大程度地接收太阳光的辐射，要求安装场地没有阴影、不朝南向，并且安装角度要随着安装地点的纬度变化而变化。PV 阵列产生的功率是随着太阳辐照度和环境温度的变化而变化的，这些参数的变化也会引起光伏电池的 *I-V* 特性变化。为了在不同负载下，使 PV 阵列产生的能量最大，就要使系统运行在最大功率点（Maximum Power Point，简称 MPP）[31,63]。

4.1　最优算法简介

由于光伏电能具有取之不尽、分布广泛的特性，引起了人们越来越大的兴趣，但

是，光伏模块的输出功率是随着太阳的辐射照度和电池板的温度变化而变化的。为了最大化光伏系统的输出功率，就需要对 PV 阵列的最大功率点进行跟踪。经过分析可知，对于不变的负载，光伏电池具有唯一的能够产生最大功率的运行点，该点被称为 MPP 点，且该点与太阳辐射照度和电池板温度之间具有非线性关系。因此，为了使 PV 阵列运行在它的 MPP 点，光伏系统中就必须包含 MPPT 控制模块。

当光伏电池的输出功率关于输出电压的导数（$\mathrm{d}P_{pv}/\mathrm{d}V_{pv}$）为零时，就可以认为系统工作于 MPP 点。如果当 $\mathrm{d}P_{pv}/\mathrm{d}V_{pv}$ 为正时，增加输出电压 V_{pv}，而当 $\mathrm{d}P_{pv}/\mathrm{d}V_{pv}$ 为负时，减小输出电压 V_{pv}，按照以上方法，经过不断调节输出电压，就可以使系统工作在最大工作点。按照以上的思想，可以得到一种能够连续提取 MPP 点的控制算法，具体算法如下。

$$V_{opt} = K_G \cdot \int \frac{\mathrm{d}P_{pv}}{\mathrm{d}V_{pv}} \mathrm{d}t \approx K_G \cdot \int \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} \mathrm{d}t \tag{4-1}$$

式中，V_{opt} 为 MPP 对应的最优电压，K_G 为比例增益，ΔP_{pv} 为两个运行点之间的功率变化量，ΔV_{pv} 为两个运行点间的电压变化量。

图 4-1 给出了一组典型的光伏电池的 I_{pv}-V_{pv} 和 P_{pv}-V_{pv} 特性曲线。图 4-2 给出了一条光伏电池的功率电压特性。考虑系统运行在图 4-2 中的 A、B、C 点，表 4-1 给出了对应于这三个工作点的各种控制信号的情况。图 4-3 给出了 MPPT 控制策略和电压调节方法的控制框图。图 4-4 给出了在 MPPT 算法中 I_{pv} 和 P_{pv} 随 V_{pv} 变化的曲线。

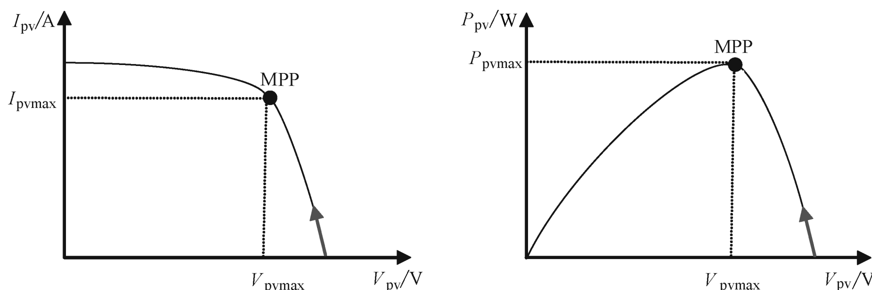


图 4-1 I_{pv}-V_{pv} 和 P_{pv}-V_{pv} 特性曲线［9］

表 4-1 对应于功率-电压特性曲线上不同工作点的各个控制信号的情况

工作点	ΔV_{pv}	ΔP_{pv}	$\frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}}$	控制方式
A	>0	>0	>0	增大 V_{pv}
	<0	<0	>0	增大 V_{pv}
B	>0	<0	<0	减小 V_{pv}
	<0	>0	<0	减小 V_{pv}
C	>0		0	
	<0	无充电	0	无充电

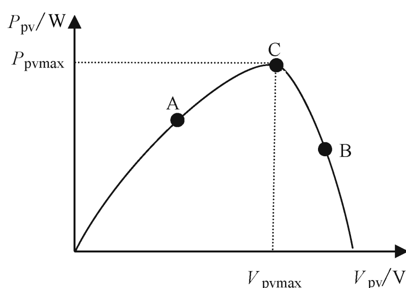


图 4-2　光伏电池的功率电压特性

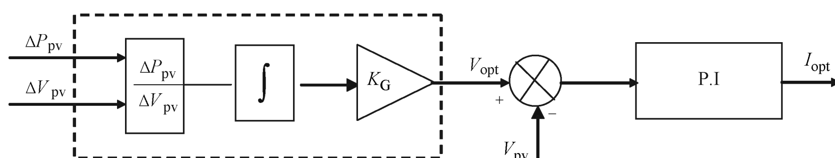


图 4-3　MPPT 控制策略和电压调节方法的控制框图

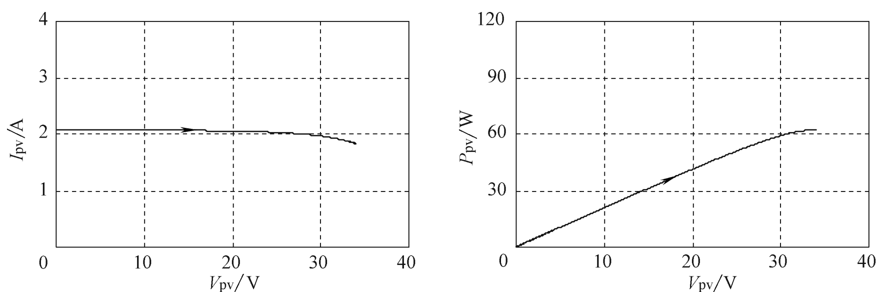


图 4-4　MPPT 算法中 I_{pv} 和 P_{pv} 随 V_{pv} 的变化曲线

4.2　MPPT 算法

根据文献［64］可知，使用 MPPT 控制算法的 DC/DC 变换器，无论相关的条件如何（包含辐照度和温度），都可以使设备连续产生最大的输出功率。通过 MPPT 控制，使系统处于最大功率点（V_{opt}，I_{opt}）。文献［65］于 1968 年，第一次 MPPT 算法引入到空间光伏系统中，此后提出了多种 MPPT 算法，这些算法被广泛地应用于跟踪光伏系统的最大功率点[31,66,67]。这些算法大多是通过自动的改变占空比，使用这种技术以后，无论运行条件发生变化时，还是负载发生突变时，发电系统都能处于最大功率点。MPPT 算法的主要组成部分包括系统的功率级和控制器，图 4-5 和图 4-6 给出了两种 MPPT 算法的结构图。

在图 4-5 中，功率级的输入电压和输入电流（V_{pv}，I_{pv}）被用来作为 MPPT 算法的输入，在这种情况下，控制器连续调节占空比 α，直到系统处于最大功率点。

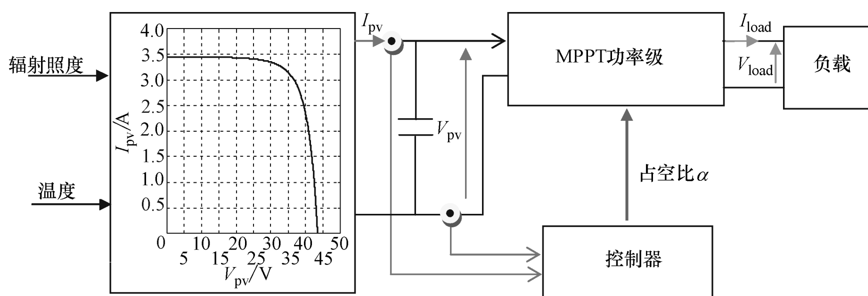


图 4-5　通过输入量实现的 MPPT 控制算法

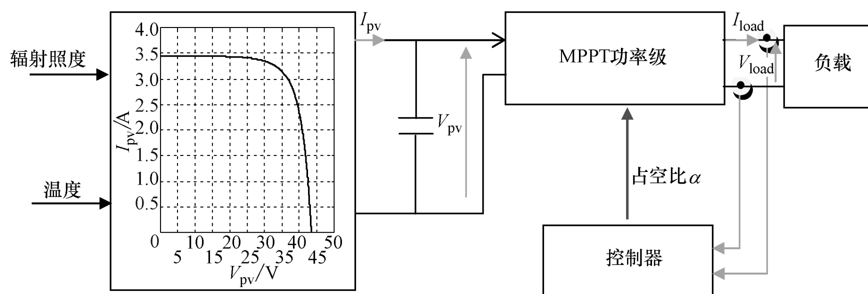


图 4-6　通过输出量实现的 MPPT 控制算法

目前有很多算法可以用来确定系统的最大功率点，在文献［68］中，使用查表法来实现对系统的 MPPT，这种方法是基于数据库技术实现的，在数据库中存储了相关参数和数据，例如在不同辐照度和温度下的，光伏电池的典型特性曲线。在文献［69］中，控制算法中使用了曲线拟合技术，利用数据拟合的方法对光伏电池的非线性特性进行建模。以上这两种方法的缺点是，为了完成数学公式运算和存储相关数据，往往需要很大的数据存储空间。在文献［70］中使用了开路电压法，该方法首先建立了 MPP 电压与电池开路电压之间的近似线性关系，然后利用该线性关系实现 MPPT。与之类似，文献［71］中使用了短路电流的方法，该方法首先建立了 MPP 电流与电池短路电流之间的近似线性关系，然后利用该线性关系实现 MPPT 算法。显而易见，这两种方法具有实现简单经济的特点，但是，不适用于工作条件发生变化的场合。

Santos 等人提出了扰动观测（Perturb & Observe method，简称 P&O）法，扰动观测法是基于迭代算法实现的，通过对光伏电池模块电压和电流的测量，实现了对 MPP 点的连续跟踪。由于 P&O 法具有容易实现的特点，因而广泛地应用到了实际控制系统中，但是在这种方法中，存在着不可避免的振荡问题。在文献［76］中，提出了一种电导增量法，这种方法实现复杂。以上介绍的扰动观测法和电导增量法都具有成本高、实现困难、结构复杂和不稳定的缺点。

智能控制技术也被引入到了 MPPT 控制系统中，例如模糊控制和神经网络控制[76-84]，其中模糊控制器应用的非常成功。模糊控制技术有效地提高了控制系统的鲁棒性，在实现中不需要精确的数学模型，能够处理非线性问题，而且在参数和负载变化

的情况下能够使系统具有很好的鲁棒性。MPPT 模糊控制器的输入通常是误差 E 和误差变化量 ΔE［76-78］，具有实现简单的特点，无论天气如何变化，都能通过控制电池电压实现 MPPT。

4.2.1　扰动观测法

扰动观测法是一种被广泛应用的方法[63,66,72,75,85]，这种方法需要一个反馈环和测量一些变量，其结构框图如图 4-7 所示。在这种方法中，故意对电池输出电压进行扰动（增加或减少），然后比较扰动前后的功率变化情况。如果输出功率由于扰动增加，则继续施加相同方向的扰动，如果输出功率降低，则施加相反方向的扰动。图 4-8 给出了这种方法的流程图。



图 4-7　扰动观测法控制框图

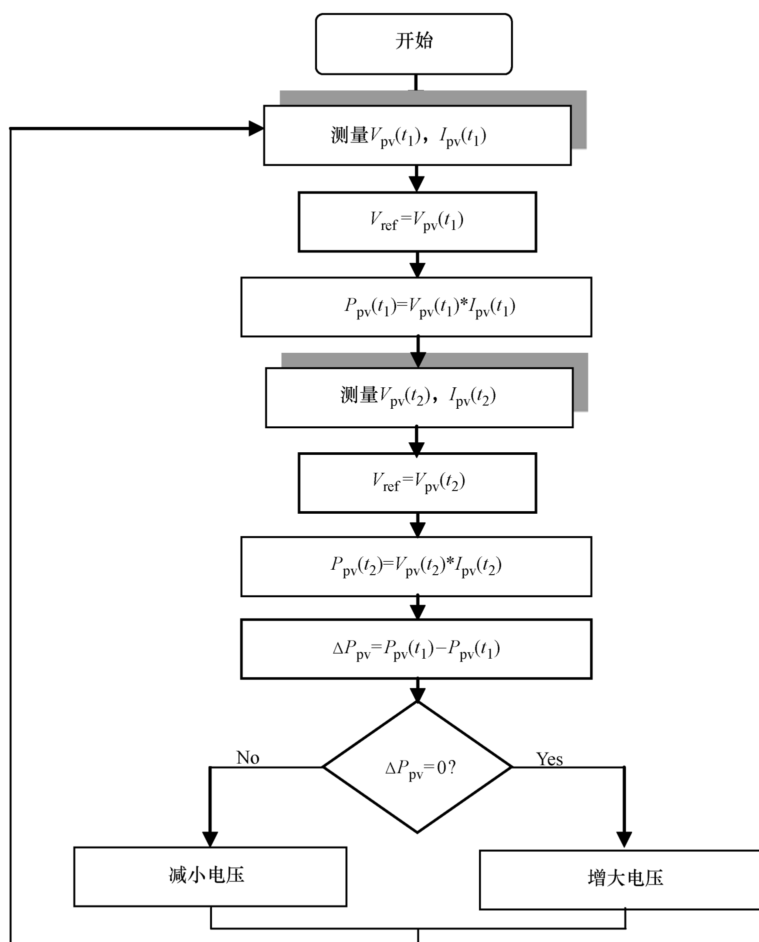


图 4-8　扰动观测法的流程图

扰动观测法的主要优点是在这种方法中，不需要获知光伏电池的特性，因此该方法具有实现容易的特点。但是，在稳态时，该方法会在 MPP 附近产生振荡，这样就会造成能量损失，而对 MPPT 控制方法的要求是能够最大量的吸收从光伏组件输出的能量。

应用：

图 4-9 为使用扰动观测法的 MATLAB/Simulink 仿真框图。由仿真结果（如图 4-10 和图 4-11 所示）可以看出，在各种辐照度和温度条件下，系统都能稳定于最大功率点附近。

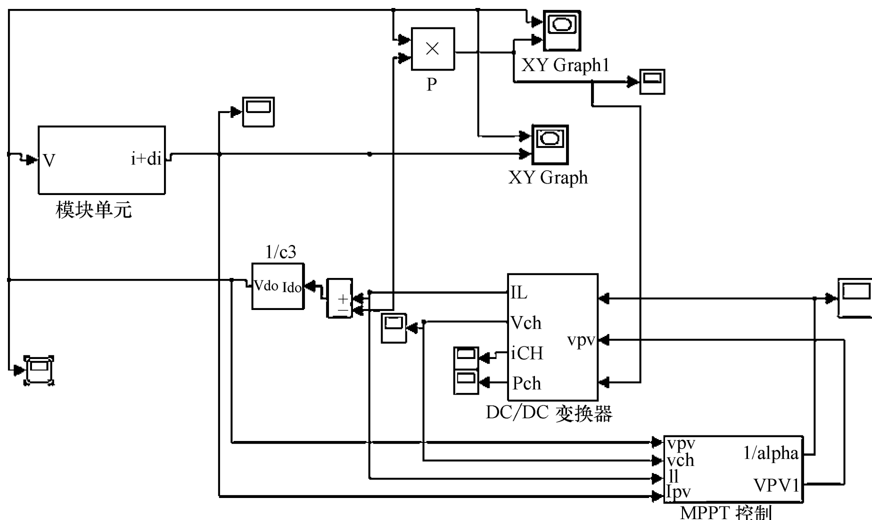


图 4-9　扰动观测法仿真框图

4.2.2　改进的扰动观测法

为了克服扰动观测法的缺点，介绍一种改进的扰动观测法，在这种方法中，把 $\Delta P_{pv}(k)$、$\Delta P_{pv}(k-1)$、$\Delta V_{pv\text{-}ref}(k)$、$\Delta V_{pv\text{-}ref}(k-1)$ 等四个变量作为输入，把下一时刻的扰动方向变量 $\Delta V_{pv\text{-}ref}(k+1)$ 作为输出，其框图如图 4-12 所示。

在控制算法中使用了规则表（见表 4-2），需要注意的是，表4-2 中特别考虑了在同一扰动方向上连续两次扰动时电池板的功率增加或减少的几种情况，关于该方法的详细介绍参见文献［88］。

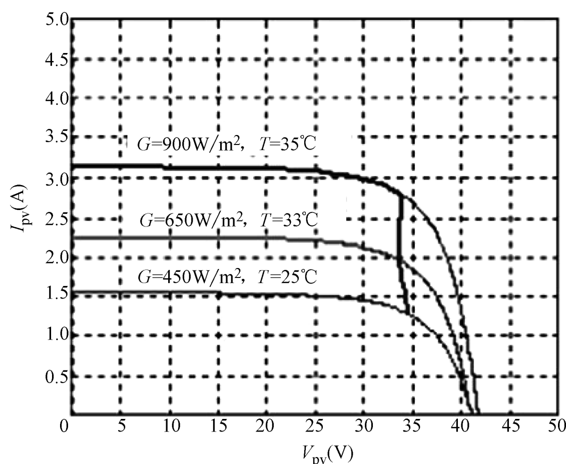


图 4-10　光伏电池的 I_{PV}-V_{PV}特性与工作点寻优轨迹

4.2.3　电导增量法

电导增量法直接关注于功率的

变化，光伏电池的输出电压和电流被用来计算电导和电导的增量。这种方法的基本原理是，对电导（$GG = I_{pv}/V_{pv}$）和增量电导（$\Delta GG = \mathrm{d}I_{pv}/\mathrm{d}V_{pv}$）进行比较，根据比较结果决定增加还是减少电池电压，使得系统工作在 MPP，在 MPP 处功率的导数为 0（$\mathrm{d}P_{pv}/\mathrm{d}V_{pv} = 0$），电导增量法能够有效地寻找到最大功率点[66,86]，然而这种算法的实现过程比较复杂，而且需要硬件系统具有较高的计算能力，这不利于减少系统的控制周期。

表 4-2　改进的扰动观测法规则表

$\Delta V_{pv\text{-}ref}(k-1)$	$\Delta P_{pv}(k-1)$	$\Delta V_{pv}(k)$	$\Delta P_{pv}(k)$	系统数据	$\Delta V_{pv\text{-}ref}(k-1)$
<0	<0	<0	<0	无效	>0
<0	<0	<0	>	无效	>0
<0	<0	>	<0	减小 G	<0
<0	<0	>0	>0	$V_{pv} < V_{mpp}$	>0
<0	>0	<0	<0	$V_{pv} \approx V_{mpp}$	>0
<0	>0	<0	>0	新环境	>0
<0	>0	>0	<0	$V_{pv} > V_{mpp}$	<0
<0	>0	>0	>0	增大 G	<0
>0	<0	<0	<0	减小 G	>0
>0	<0	<0	>0	$V_{pv} > V_{mpp}$	<0
>0	<0	>0	<0	无效	<0
>0	<0	>0	>0	无效	<0
>0	>0	<0	<0	$V_{pv} < V_{mpp}$	>0
>0	>0	<0	>0	增大 G	>0
>0	>0	>0	<0	$V_{pv} \approx V_{mpp}$	<0
>0	>0	>0	>0	新环境	<0

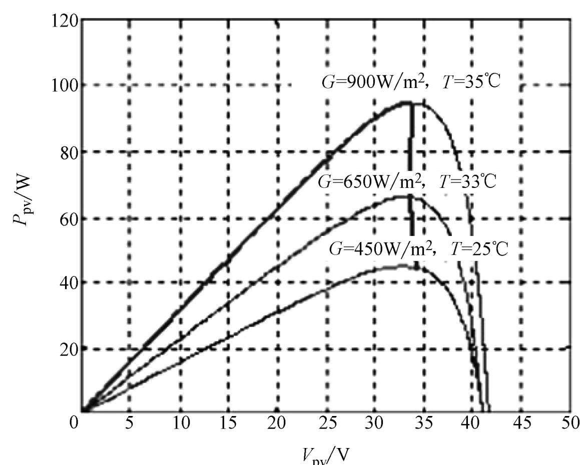


图 4-11　光伏电池的 P_{pv}-V_{pv} 特性与工作点寻优轨迹



图 4-12　改进的扰动观测法框图[88]

关于输出功率的有关公式为

$$P_{pv} = V_{pv} \cdot I_{pv}$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} \cdot I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \cdot \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$$

$$\frac{1}{V_{pv}} \cdot \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \tag{4-2}$$

分别定义电导和增量电导为

$$\begin{cases} GG = \dfrac{I_{pv}}{V_{pv}} \\ \Delta GG = \dfrac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \end{cases} \tag{4-3}$$

根据式（4-2）和式（4-1）有

$$\frac{1}{V_{pv}} \cdot \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = GG - \Delta GG \tag{4-4}$$

由式（4-4）可以看出，如果电导大于增量电导，则这时的工作电压小于 MPP 的电压，反之亦成立。这样，电导增量法的任务就转化为了寻找一个工作电压，在该工作电压下，电导等于增量电导。因此，有以下关系

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = -\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad GG = \Delta GG \tag{4-5}$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \quad \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = -\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad GG > \Delta GG \tag{4-6}$$

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \quad \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = -\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad GG < \Delta GG \tag{4-7}$$

利用式（4-6）和式（4-7）来确定扰动的方向，以使得工作点移动到 MPP（扰动和重复直到满足式（4-5），工作点移动到 MPP 点上的表征是式（4-5）得到满足。一旦工作点移动到 MPP 后，系统则在 MPP 运行，其工作原理可以结合图 4-13 进行理解。

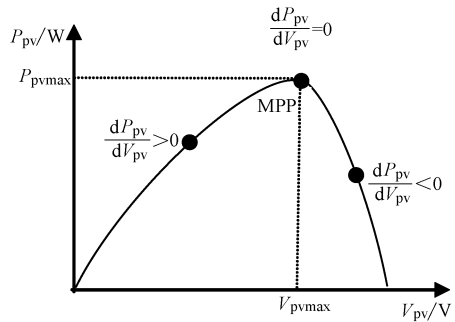


图 4-13　dP_{pv}/dV_{pv}的符号与工作点在功率特性曲线上的关系[9]

在实现过程中，并不直接利用 dP_{pv}/dV_{pv} 来确定扰动方向，因而需要得到电流关于电

压的导数。利用指数模型可以得到输出电压和输出电流之间的关系，具体关系如下

$$I_{pv}=I_{ph}-I_s\left(\exp\left(\frac{q(V_{pv}+R_sI_{pv})}{AKT_j}\right)-1\right)-\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{R_{sh}} \tag{4-8}$$

根据优化式（4-8），可以得到电流关于输电压的导数为［87，88］

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}=-\left(R_s+\left(\frac{qI_s}{AkT_j}\exp\left(\frac{q(V_{pv}+R_sI_{pv})}{AKT_j}\right)+\frac{1}{R_{sh}}\right)^{-1}\right)^{-1} \tag{4-9}$$

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}=\frac{1}{R_s+\dfrac{1}{\dfrac{qI_s}{AkT_j}\exp\left(\dfrac{q(V_{pv}+R_sI_{pv})}{AKT_j}\right)+\dfrac{1}{R_{sh}}}} \tag{4-10}$$

电导增量法的控制框图和扰动观测法的控制框图相似，如图 4-14 所示。图 4-15 给出了这种方法的流程图。

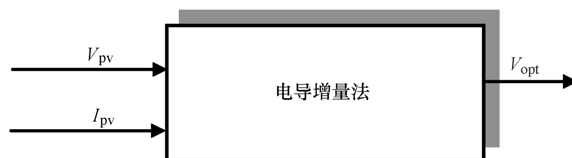


图 4-14　电导增量法的控制框图

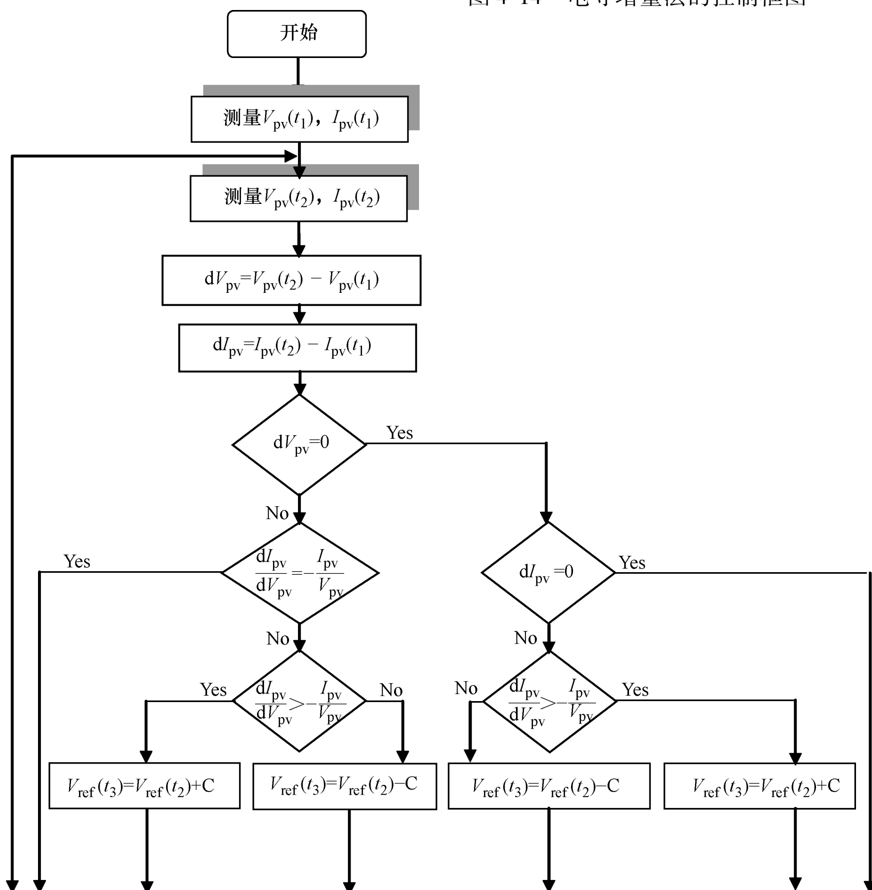


图 4-15　电导增量法的流程图

4.2.4　改进的电导增量法

电导增量法（INC）具有原理简单、易于实现的特点，而且跟踪效率非常高。利用这种方法，在理想情况下，还可以判断出工作电流是否工作于 MPP，但是由于测量误差的原因，系统稳定时可能在 MPP 周围振荡。在改进的电导增量法中，于电池输出侧增加了检测功率振荡最大值和最小值的单元，通过这些值，可以用来找出工作电流与 MPP 点的接近程度，根据接近程度可以降低电压的增加步长，以避免穿越 MPP[113]。

4.2.5　爬山法

爬山法的特征是使运行点沿着电池的特性移动到 MPP 处，这种方法的基础是电池功率与变流器占空比之间的关系，在数学上，通过控制使工作点到达 MPP 后，$dP_{pv}/d\alpha=0$，如图 4-16 所示。

在实现时，定期的把功率 $P_{pv}(t_2)$ 和功率 $P_{pv}(t_1)$ 做比较，在时间上 $p_{pv}(t_2)$ 落后于 $P_{pv}(t_1)$，根据比较结果，增加或减小占空比 α，一旦系统的工作点到达了 MPP，系统则在 MPP 无限的振荡。该方法的优点是实现简单，但是也存在着稳态振荡的问题，而且当运行条件发生快速变化时，利用这种方法搜索 MPP 时会造成一定的功率损失。

爬山法的算法流程图如图 4-17 所示。

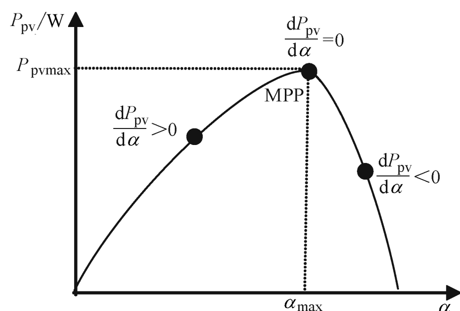


图 4-16　电池功率和占空比之间的关系

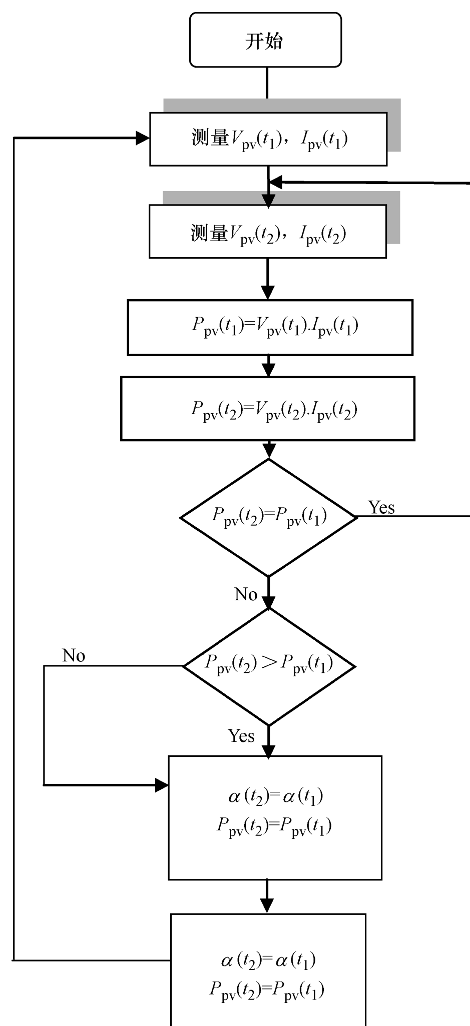


图 4-17　爬山法的算法流程图

4.2.6　基于比例关系的 MPPT 控制方法

本小节介绍的这些 MPPT 控制算法，都是建立在最大功率点参数（I_{opt}，V_{opt}）和电

池特性参数（I_{sc}，V_{oc}）之间的比例关系的基础上的。

4.2.6.1　恒给定电压算法

使光伏系统工作在最大功率点附近的最简单的方法是：把可测量的电池输出电压控制在对应的最优电压 V_{opt}[89]，在这种方法中忽略了由于随环境因素（辐射照度、温度）的变化，而引起的最优电压的变化，如图 4-18a 所示。然而，当参数变化后（例如温度），最优电压是不恒定的，如图 4-18b 所示。可见这种控制方法当环境稳定时，能够很好的工作。例如空间卫星[90]。

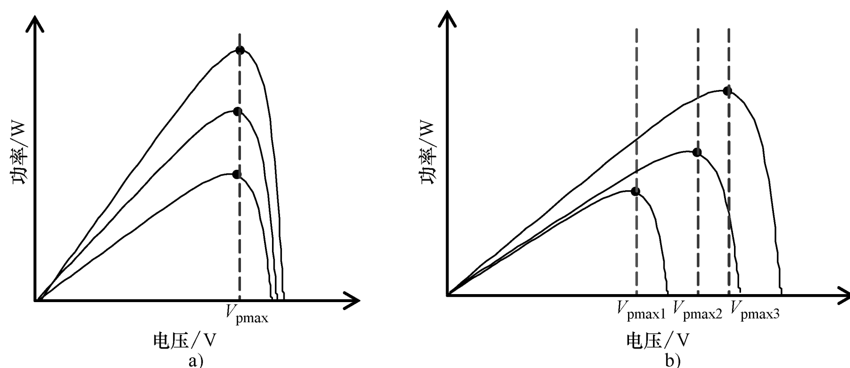


图 4-18　电池的 P-V 特性 P_{pv}（V_{pv}）

a）恒温、辐射照度变化　b）恒辐射照度、温度变化

4.2.6.2　光伏电池开路电压法

光伏电池开路电压法是一种非常简单的方法，在这种方法中把电池电压 V_{pv} 和对应于最优电压 V_{opt} 的给定电压相比较，得到的电压误差用来调节变换器的占空比。通过下式（4-11）得到参考电压。

$$V_{opt} = k_1 V_{co} \tag{4-11}$$

式中，k_1 为比例常数（$0.71 < k_1 < 0.78$），V_{co} 为电池的开路电压。

一旦确定了 k_1 的具体数值，就可以利用式（4-11）计算出最优电压的值。

为了计算出 V_{opt} 的值，要求每隔一个时间周期就要对开路电压 V_{co} 进行测量，再把 V_{opt} 作为调节占空比的参考电压。尽管这种方法的原理比较简单，但是如何确定一个最优的 k_1 值是一个难题[66,91]，参见图 4-19。

4.2.6.3　具有温度补偿的最优电压

参考电压是利用一个特性和光伏电池相同且独立于光伏系统的独立单元获得的[68]，其框图见图 4-20。

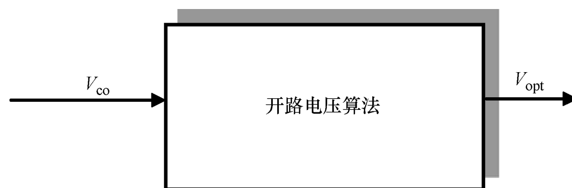


图 4-19　开路电压算法的结构框图[9]

在系统运行过程中，开路电

压 V_{co} 随电池温度 T_j 的变化而变化，短路电流 I_{sc} 正比于辐射照度 G，可以用下式计算出开路 V_{co} 的大小。

$$V_{oc} = V_{oc\text{-}STC} + \frac{dV_{oc}}{dT}(T_j - T_{j-STC}) \tag{4-12}$$

图 4-20　温度补偿方法框图

式中，$V_{oc\text{-}STC}$ 为在标准测试条件下的开路电压（V）；dV_{oc}/dT（公式中为 V_{oc}）为温度系数（V/K）；$T_{j\text{-}STC}$ 标准测试条件的环境温度（°K）。

4.2.6.4　光伏电池短路电流法

光伏电池的短路电流法需要已知最优电流 I_{opt} 和短路电流 I_{sc} 之间的关系，两者之间的关系如下：

$$I_{opt} = k_2 \cdot I_{sc} \tag{4-13}$$

式中，k_2 是一个和光伏板的电流有关的系数（$0.78 < k_2 < 0.92$）。

根据式（4.12），最优电流 I_{opt} 可以通过测量短路电流 I_{sc} 来确定。在这种方法中，假设温度不会引起系数 k_2 的变化，因此，只需要一个电流传感器即可。该控制方法实现简单，但是，由于难于准确估计 I_{opt} 的值，所以该方法具有控制准确度低的缺点，短路电压法的框图如图 4-21 所示。



图 4-21　短路电流法的框图

4.2.7　曲线拟合法

可以使用数学方程和数值逼近的方法，对光伏电池的非线性特性进行建模[69]，但是传统的数字控制方法难于保证足够高的分辨率，因此，使得这两种方法在 MPPT 控制中的应用受到了限制。虽然如此，在文献［66］和［96］中，给出基于该类模型的控制方法。在文献［69］中，使用式（4-14）来表示光伏电池的功率特性 $P_{pv}(V_{pv})$，其中，a，b，c 和 d 是由光伏电池板电压 V_{pv}、电池电流 I_{pv} 和电池功率 P_{pv} 决定的系数。由式（4-15）可以确定出对应于最大功率点的最优电压。

$$P_{pv} = a \cdot V_{pv}^3 + b \cdot V_{pv}^2 + c \cdot V_{pv} + d \tag{4-14}$$

$$V_{opt} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 3ac}}{3a} \tag{4-15}$$

该方法的缺点是数值逼近法无法应用于气象条件变化的场合，并且为了实现数学公式的计算需要较大的存储空间。

4.2.8　查表法

在这种方法中，需要把测量得到的电池电压值和电池电流值与存储在控制系统里的对应的各种真实条件下的最优值进行比较[68]，然后根据比较结果做出相应的调整。算法需要较大的存储空间，用来存储相关数据和需要调整的参数，此外，在系统中存储所有系统可能的运行条件也是不可能的，这也是这种算法的一个局限。

4.2.9　滑模控制

4.2.9.1　滑模控制设计

滑模控制具有很多突出的优点：控制准确度高、系统稳定性好、实现简单、性能稳定、鲁棒性强……。这些优点使得这种控制方法特别适合应用于模型不精确的系统，而且在这种方法中，还可以指定系统收敛过程的动态运动轨迹。在滑模控制中，控制器包含两部分，一部分确定滑动模态的动态，另一部分负责在收敛过程中的不连续动态。

滑模控制的设计包含如下的几个互相依赖的步骤：

- 选择滑模曲面

对于由如下方程定义的系统，曲面矢量和控制矢量（$\boldsymbol{u}$）具有相同的维数

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{t}) \cdot x + \boldsymbol{B}(\boldsymbol{x},t) \cdot \boldsymbol{u} \tag{4-16}$$

根据参考文献可知，可以选择各种形式的滑模曲面，不同形式的滑模曲面都有着自己的适用场合，总的来讲，我们需要选择非线性的滑模曲面。这种非线性的滑模曲面是控制误差和受控变量 $\boldsymbol{x}$ 的函数，具有以下的形式

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} \cdot e(x) \tag{4-17}$$

式中，$e(x) = \hat{x} - x$ 是受控变量 x 和它的给定值 $\hat{x}$ 之差；λ_x 是一个正常数；r 是滑模曲面的次数；x 受控变量。

控制目标是使 $S(x)$ 等于 0，且式（4-17）是一个线性方程，并且在根据收敛条件恰当的选择参数 λ_x 的条件下，只具有唯一的稳态解 $e(x) = 0$。

- 建立不变性条件

不变性条件和收敛标准具有不同的动态，无论扰动如何，两者都能使系统收敛到滑模曲面，然后停留在滑模曲面上。存在两个条件能确保系统处于收敛模式。

- 离散开关函数

首先讨论第一个收敛条件，在系统中我们必须使得滑模曲面收敛到 0，这一点可以由下式保证

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{如果 } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{如果 } S(x) > 0 \end{cases} \tag{4-18}$$

式（4-18）也可以写成

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \tag{4-19}$$

- Lyapunov 函数

Lyapunov 函数是系统状态变量的正标量函数。其思想就是选择一个标量函数，确保

受控变量能够收敛到其给定值。

定义如下形式的 Lyaponov 函数

$$V(x)=\frac{1}{2}\cdot S^2(x) \tag{4-20}$$

该函数的导数为

$$\dot{V}(x)=S(x)\cdot\dot{S}(x) \tag{4-21}$$

如果其导数是负的，则该函数下降，这种情况和式（4-19）是等效的。

● 确定控制律

滑模控制器是由两部分组成的，第一部分是精确线性化部分（u_{eq}），第二部分是稳定性部分（u_n）。

$$u=u_{eq}+u_n \tag{4-22}$$

式中，u_{eq}对应的控制部分的作用是使状态变量处于滑模表面上；u_n 对应的控制部分的作用是保证收敛条件成立［式（4-19）］，为离散控制。

$$\dot{S}(x)=\frac{\partial S}{\partial t}=\frac{\partial S}{\partial x}\frac{\partial x}{\partial t} \tag{4-23}$$

考虑由式（4-16）定义的系统，需要找到一个类似的控制律。

把式（4-16）和式（4-22）代入到式（4-23）有

$$\dot{S}(x)=\frac{\partial S}{\partial x}[A(x,t)+B(x,t)\cdot u_{eq}]+\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)u_n \tag{4-24}$$

得到控制律中 u_{eq}的表达式为

$$u_{eq}=-\left[\frac{\partial S}{\partial t}\cdot B(x,t)\right]\cdot\frac{\partial S}{\partial t}\cdot A(x,t) \tag{4-25}$$

控制律的 u_{eq}部分必须是一个有限的值，因此必须有

$$\frac{\partial S}{\partial t}\cdot B(x,t)\neq 0 \tag{4-26}$$

把式（4-24）中的 u_{eq}用等效形式（4-25）代替，可以得到一个新的曲面微分的表达式

$$\dot{S}(x,t)=\frac{\partial S}{\partial x}B(x,t)u_n \tag{4-27}$$

式（4-19）表示的条件变为

$$S(x,t)\cdot\frac{\partial S}{\partial x}\cdot B(x,t)\cdot u_n<0 \tag{4-28}$$

那么具有最简单形式的离散控制为

$$u_n=k_s\text{sign}[S(x,t)] \tag{4-29}$$

式中，k_s 的符号必须与$\partial S/\partial x\cdot B(x,t)$的符号不同。

4.2.9.2 光伏系统的滑膜 MPP 跟踪器

在滑膜控制器中，控制电路通过调节开关器件控制波形的占空比，来实现 MPPT，这时占空比就像 DC/DC 变换器输入功率的函数一样。在这种控制系统中，需要测量光

伏阵列的输出功率，而且需要改变 DC/DC 变换器控制器信号的占空比[97-101]，如图 4-22 和图 4-23 所示。

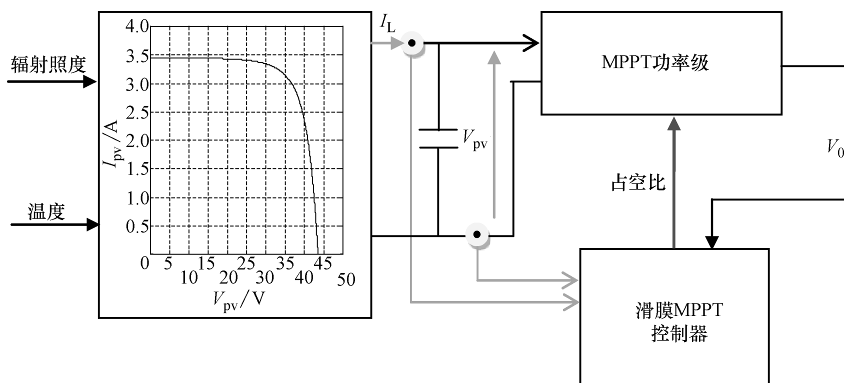


图 4-22　光伏系统的滑膜 MPP 跟踪器[9]

该系统可以被写成两组和开关 S 相关的状态方程

$$\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L}[V_{dc}-V_C(1-S)] \tag{4-30}$$

$$\frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C}[i_L(1-S)-I_{load}] \tag{4-31}$$

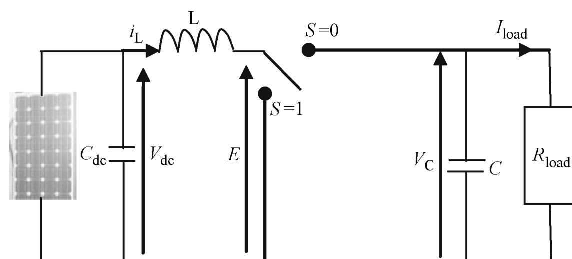


图 4-23　DC-DC 变换器[97]

我们引入接近控制（Approaching Control）的概念[100]，滑膜曲面的选择方法如下。

$$\frac{\mathrm{d}P_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}=0 \tag{4-32}$$

$$\frac{\mathrm{d}P_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}=\frac{\mathrm{d}(R_{pv}I_{pv}^2)}{\mathrm{d}I_{pv}}=0 \tag{4-33}$$

$$\frac{\mathrm{d}P_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}=\frac{\mathrm{d}(R_{pv}I_{pv}^2)}{\mathrm{d}I_{pv}}=2\cdot I_{pv}\cdot R_{pv}+I_{pv}^2\frac{\mathrm{d}R_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}=0 \tag{4-34}$$

$$\frac{\mathrm{d}P_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}=I_{pv}\left(2\cdot R_{pv}+I_{pv}\frac{\mathrm{d}R_{pv}}{\mathrm{d}I_{pv}}\right)=0 \tag{4-35}$$

式中，$R_{pv}=\frac{V_{pv}}{I_{pv}}$为 PV 阵列的等效负载，且 $I_{pv}=I_L$。

方程（4-5）的非平凡解为

$$2 \cdot R_{pv} + I_{pv} \frac{dR_{pv}}{dI_{pv}} = 0 \qquad (4\text{-}36)$$

则滑膜曲面 σ 取为

$$\dot{\sigma} \triangleq 2 \cdot R_{pv} + I_{pv} \frac{dR_{pv}}{dI_{pv}} \qquad (4\text{-}37)$$

对占空比 α 进行考察，其控制律可以选择为

$$\alpha = \alpha + \Delta\alpha \quad 假如 \quad \sigma > 0$$

$$\alpha = \alpha - \Delta\alpha \quad 假如 \quad \sigma < 0$$

把式（4-30）和式（4-31）进行加权求平均，对于 $S=0$ 的表达式，给予权重 $1-\alpha$ 代替，对于 $S=1$ 的表达式，给予权重 α。然后，把结果写成非线性时不变系统的形式。

$$\dot{\boldsymbol{X}} = f(\boldsymbol{X}) + g(\boldsymbol{X}) \cdot \alpha \qquad (4\text{-}38)$$

用以下条件确定等效控制律 α_{eq}[100]：

$$\dot{\sigma} = \left[\frac{d\boldsymbol{\sigma}}{dX}\right]^T \cdot \dot{\boldsymbol{X}} = 0 \qquad (4\text{-}39)$$

$$\dot{\sigma} = \left[\frac{d\boldsymbol{\sigma}}{d\boldsymbol{X}}\right]^T \cdot [f(\boldsymbol{X}) + g(\boldsymbol{X}) \cdot \alpha_{eq}] = 0 \qquad (4\text{-}40)$$

这样我们就获得了等效控制律

$$\alpha_{eq} = -\frac{\left[\frac{d\boldsymbol{\sigma}}{d\boldsymbol{X}}\right]^T f(\boldsymbol{X})}{\left[\frac{d\boldsymbol{\sigma}}{d\boldsymbol{X}}\right]^T g(\boldsymbol{X})} = 1 - \frac{V_{pv}}{V_C} \qquad (4\text{-}41)$$

等效控制占空比必须位于 $0 < \alpha_{eq} < 1$ 范围内。

实际控制律为[100]

$$\alpha = 1 \qquad 假如 \qquad \alpha_{eq} + k_c\sigma \geqslant 1$$

$$\alpha = \alpha_{eq} + k_c\sigma \qquad 假如 \qquad 0 < \alpha_{eq} + k_c\sigma < 1$$

$$\alpha = 0 \qquad 假如 \qquad \alpha_{eq} + k_c\sigma \leqslant 0$$

其中如果 $\alpha_{eq} + k_c\sigma$ 超出范围，则控制器处于饱和状态，k_c 为一个正的标量常数，如图 4-24 所示。

4.2.10 寄生电容模型法

寄生电容模型法（寄生电容 MPPT）的算法和电导增量法类似（INC-MPPT），其区别体现在，寄生电容模型法里考虑了寄生电容（C_p）的影响，寄生电容 C_p 对光伏电池 PN 结中的存储电荷和杂散电感进行了建模。在电路中，寄生电容 C_p 并联在以前模型的两端。在寄生电容 C_p 对中的电流为 $I_{pc}(t) = C_p \cdot dV_{pv}/dt$，

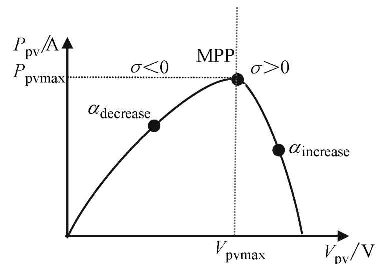


图 4-24 根据 σ 符号确定运行点的变化[97]

所以观测到的电流 I_{obs} 的表达式为[102-103]

$$
\begin{aligned}
I_{obs} &= I_{pv} - I_{pc} \\
&= I_{ph} - I_s\left\{\exp\left[\frac{(V_{pv}+R_sI_{pv})}{AV_{th}}\right]-1\right\} - \left(\frac{V_{pv}+R_sI_{pv}}{R_{sh}}\right) - C_p\frac{dV_{pv}}{dt} \\
&= F(V_{pv}) - C_p\frac{dV_{pv}}{dt}
\end{aligned}
\tag{4-42}
$$

方程（4-42）中的第一个电流分量（I_{pv}）是电压的函数 $F(V)$，第二项和寄生电容中的电流有关。利用以上符号，太阳电池（不包含 C_p）的电导增量可以被定义为 $dF(V_{pv})/dV_{pv}$，同时瞬时电导可以定义为 $F(V_{pv})/V_{pv}$。当 $dV_{pv}/dV_{pv}=0$ 时，系统就到达了 MPP。把方程（4-22）和电池电压 V_{pv} 相乘就得到了电功率，然后对结果进行微分，那么当下式成立时，系统就得到了 MPP[104]。

$$
\frac{dF(V_{pv})}{dV_{pv}} + \frac{F(V_{pv})}{V_{pv}} = \frac{dI_{obs}}{dV_{pv}} + \frac{I_{obs}}{V_{pv}} + C_p\left(\frac{\dot{V}_{pv}}{V_{pv}} + \frac{\ddot{V}_{pv}}{\dot{V}_{pv}}\right) = 0 \tag{4-43}
$$

在式（4-43）中的三项分别表示了负的电导增量、观测到的瞬时电导和寄生电容矫正。电池电压的一阶和二阶导数反映了电力变换装置产生的纹波，然后，利用该纹波又产生了 MPPT 算法中的电压变化。注意如果寄生电容 C_p 等于 0，方程（4-43）就得到了简化，简化后就变成一种电导增量算法。

4.2.11　模糊控制技术

近年来，模糊控制器（FLC）被广泛地应用到了 MPP 控制中[76,77,79,80,83,85,92,93,94]。模糊控制器的输入为误差及其相关变量；其输出为 DC/DC 变换器的占空比或者其他变量。在文献［77，78，92］中介绍的模糊控制器使用 dV_{pv}/dI_{pv} 和变量 $\Delta(dV_{pv}/dI_{pv})$ 作为输入，在第一篇参考文献中算出 MPPT 变流器的占空比，在后两篇文献中计算出的是与占空比相关的变量。文献［80］中的模糊控制器把占空比作为输出，用光伏电池的功率变化代替了 dV_{pv}/dI_{pv}。当运行条件变化较大时，文献［77］给出的模糊控制器表现欠佳。自适应模糊控制器和混合模糊控制器[92-93]综合利用模糊控制器的特性和神经网络理论比较复杂，并且要求系统具有较强的计算能力。

模糊控制理论被用来解决扰动观测（P&O）方法存在的振荡问题。文献中给出的模糊控制器能够对扰动幅值进行优化，使振荡最小化，而且能够在没有振荡的条件下使系统具有快速的响应速度。例如利用光伏功率的变化量 ΔP_{pv} 和光伏电压的变化量 ΔV_{pv} 作为输入，产生最优的光伏电压，该电压对应于最大功率（生成对应于最大功率的最优光伏电压）。模糊控制器确定出最优的光伏电压变化量，以其作为输出，把这个输出加到运行电压上，以使系统具有提取出最大的功率。相反的是，扰动观测法使用一个不变的扰动来确定出系统的运行电压，导致系统在稳态运行时运行点围绕着 MPP 振荡。

4.2.11.1　模糊 MPPT 控制器

引入模糊控制器来确定对应于辐射照度和温度决定的最大功率运行点。在这种情况下，模糊逻辑控制器的输入是功率变化量（ΔP_{pv}）和电压变化量（ΔV_{pv}）。输出是电压

给定值变化量（$\Delta V_{pv,ref}$）。为了使得系统向最优工作点收敛，建立了相关的规则。这些规则都取决于功率变化量 ΔP_{pv} 和电压变化量 ΔV_{pv}。根据表 4-3，如果功率（P_{pv}）增加，那么就应该继续增加运行点的功率。反之如果功率（P_{pv}）减小，则电压给定值（$V_{pv,ref}$）也应该作相应的调整。

表 4-3　模糊规则表[63]

ΔP_{pv} / ΔV_{pv}	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BP	BP	MP	Z	MN	BN	BN
MN	BP	MP	SP	Z	SN	MN	BN
SN	MP	SP	SP	Z	SN	SN	MN
Z	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	SN	Z	SP	SP	MP
MP	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BP	BN	BN	MN	Z	MP	BP	BP

由语法规则可以看出，MPPT 算法中需要测量功率变化量和电压变化量，根据方程（4-44），可以得到电压给定值（$V_{pv,ref}$）。

$$\begin{cases}\Delta P_{pv}=P_{pv}(k)-P_{pv}(k-1)\\ \Delta V_{pv}=V_{pv}(k)-V_{pv}(k-1)\\ V_{pv,ref}=V_{pv}(k-1)+V_{pv}(k)\end{cases} \tag{4-44}$$

式中，$P_{pv}(k)$ 和 $V_{pv}(k)$ 是 k 采样时刻光伏电池产生的功率和电压，$V_{pv,ref}(k)$ 是电压给定值。图 4-25 给出了一个当辐射照度和温度不变时功率跟踪 $P_{pv}(V_{pv})$ 的例子。

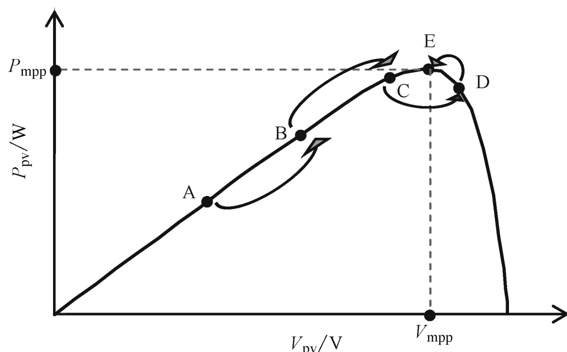


图 4-25　MPPT 模糊控制器的运行原理

功率变化量（ΔP_{pv}）只有两种可能，一种可能是为正相变化；另一种可能是负向变化。ΔP_{pv} 的值可能大也可能小。这种控制方法可以利用基于专家观测的寻优方法。通过合理的规则判断，在正确方向上对电压给定值 $V_{pv,ref}$ 进行合适大小的增加或减小，从而达到增加功率 P_{pv} 的目的。

如果当电压 V_{pv} 有一个较大的增加量时，功率 P_{pv} 也增加得较大，则可以继续让电压 $V_{pv,ref}$ 大幅度增加（如 A 点到 B 点，或者 B 点到 C 点）。如果一个较大的电压增加量造成

了功率 P_{pv} 的减小（C 点到 D 点），就需要减小电压给定值 $V_{pv,ref}$ 以达到快速增加电压的目的。如果减小电压 V_{pv} 造成了功率 V_{pv} 较小的增加，这时说明系统已经更加接近于电压给定值，开始进入稳定状态。

当辐射照度和温度发生变化时，利用这样的规则也可以实现 MPPT。模糊控制器的结构如图 4-26 所示。

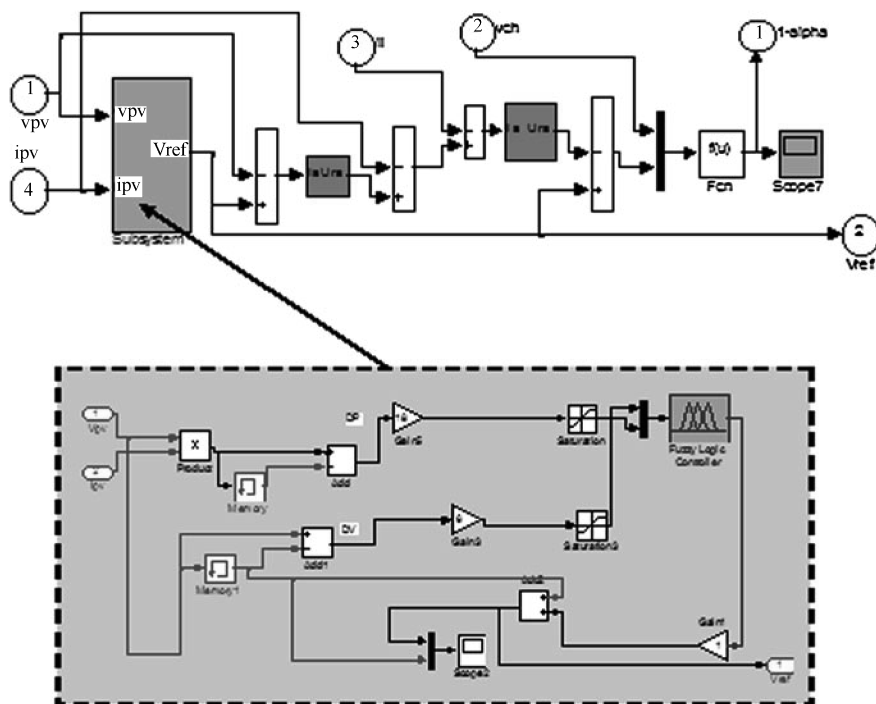


图 4-26　模糊控制器的结构

如上所述，在这种 MTTP 控制技术里，需要测量电池的电压和电流，再使用 FLC 计算出电压给定值 $V_{pv,ref}$。然后利用使用 PI 控制器的电压闭环实现对变换器输入值的调节。该闭环的任务是使得电压给定值 $V_{pv,ref}$ 和电池测量电压 $V_{pv,m}$ 之间的误差最小。PI 闭环的调节频率更快，以保证快速的响应速度和系统的稳定性[87]。模糊控制器模块包含三个函数模块：模糊化模块、模糊规则算法模块和反模糊化模块。模糊控制器的输入可以利用电池的电压和电流，通过测量或者计算得到。图 4-27 给出了输入输出变量的隶属度函数，输入变量 ΔP_{pv} 和 ΔV_{pv} 的隶属度函数是三角函数，具有七个模糊子集。输出变量 $\Delta V_{pv,ref}$ 同样具有七个模糊子集。这些输入输出变量被表示成语言变量的形式，例如 BN（负大），MN（负中），SN（负小），Z（零），SP（正小），MP（正中），BP（正大）。

控制规则如表 4-3 所示，ΔP_{pv} 和 ΔV_{pv} 为输入，$\Delta V_{pv,ref}$ 为输出。使用 Sugeno 方法进行模糊推理，然后利用重心法进行反模糊化计算出 FLC 的输出 $\Delta V_{pv,ref}$ 的值。

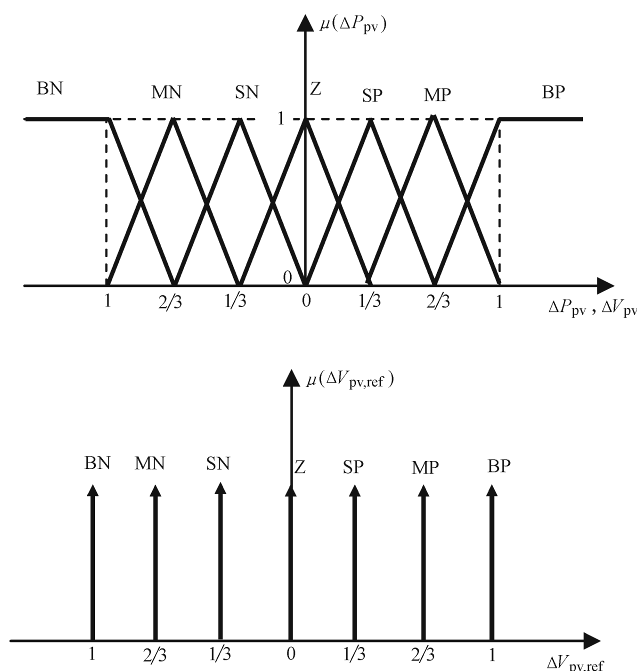


图 4-27 ΔP_{pv}、ΔV_{pv} 和 $\Delta V_{pv,ref}$ 的隶属度函数

4.2.11.2 MATLAB/Simulink 应用

在 MATLAB/Simulink 环境下，构造了一个应用实例，与仿真结果相关的仿真运行条件如下：

- 辐射照度 G 由 900W/m^2 变化到 450 W/m^2，温度 T_j 由 35℃变化到 25℃。
- 辐射照度保持在 1000W/m^2 不变，温度由 10℃变化到 50℃，如图 4-28 所示。

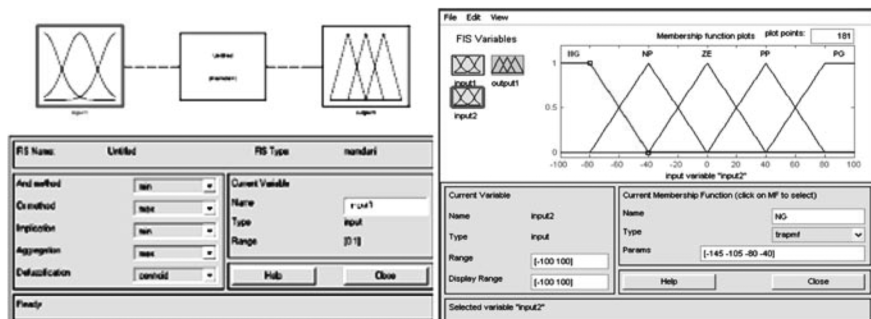


图 4-28 MATLAB 中的隶属度函数

图 4-29 给出了在不同辐射照度和温度下的理论电池特性曲线和 MPPT 控制结果。在图 4-29a 和 b 中，能分别看出 P-U 特性和 P-I 特性。当 $G=900$W/m^2、$T_j=35$℃时，最大功率点对应着一定的电压和电流值（35.95V，2.74A）。降低辐射照度意味着输出功率的降低，因此，最大功率点移动到该辐射照度对应的最大功率点，由图 4-29c 可以看到对

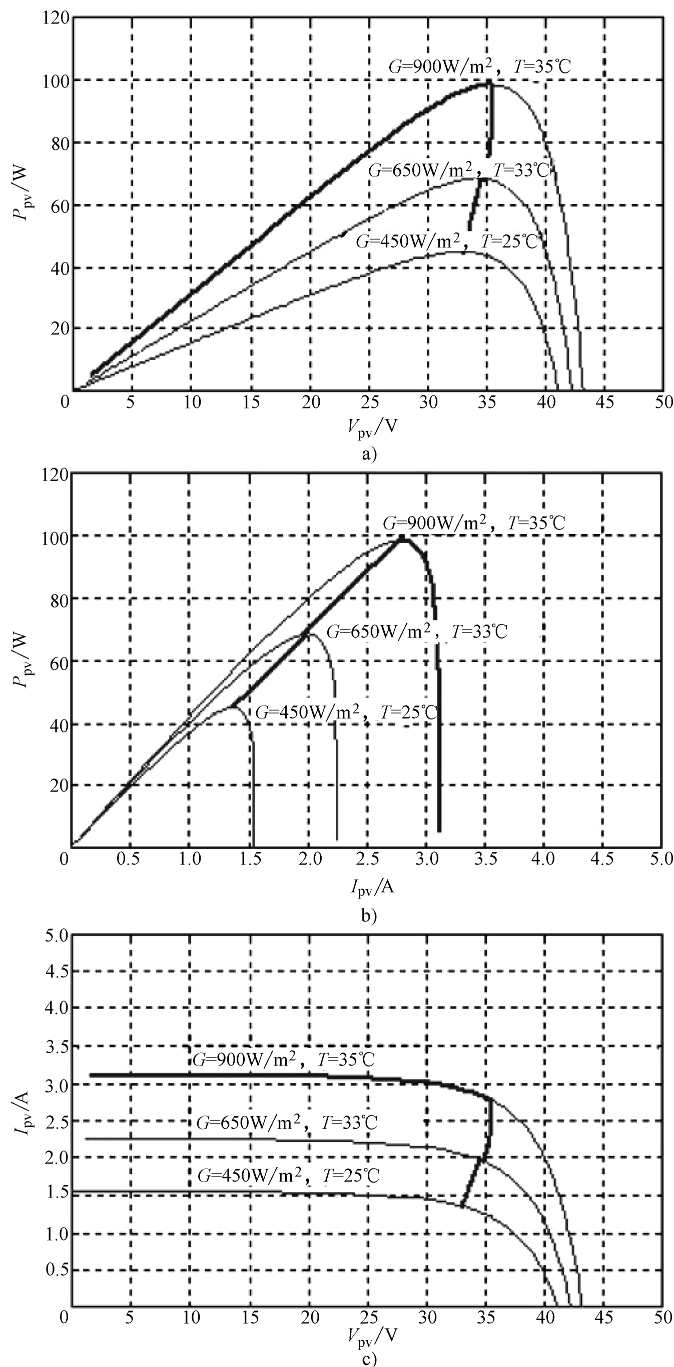


图 4-29　模糊控制的仿真结果和理论的光伏电池特性，辐射照度 G 由 900W/m^2 变化到 450W/m^2，温度 T_j 由 35℃变化到 25℃。

a）不同辐射照度下电池的功率-电压特性 $P_{pv}(V_{pv})$　b）不同辐射照度下电池的 P-I 特性 $P_{pv}(I_{pv})$

c）不同辐射照度下电池的 I-V 特性 $I_{pv}(V_{pv})$

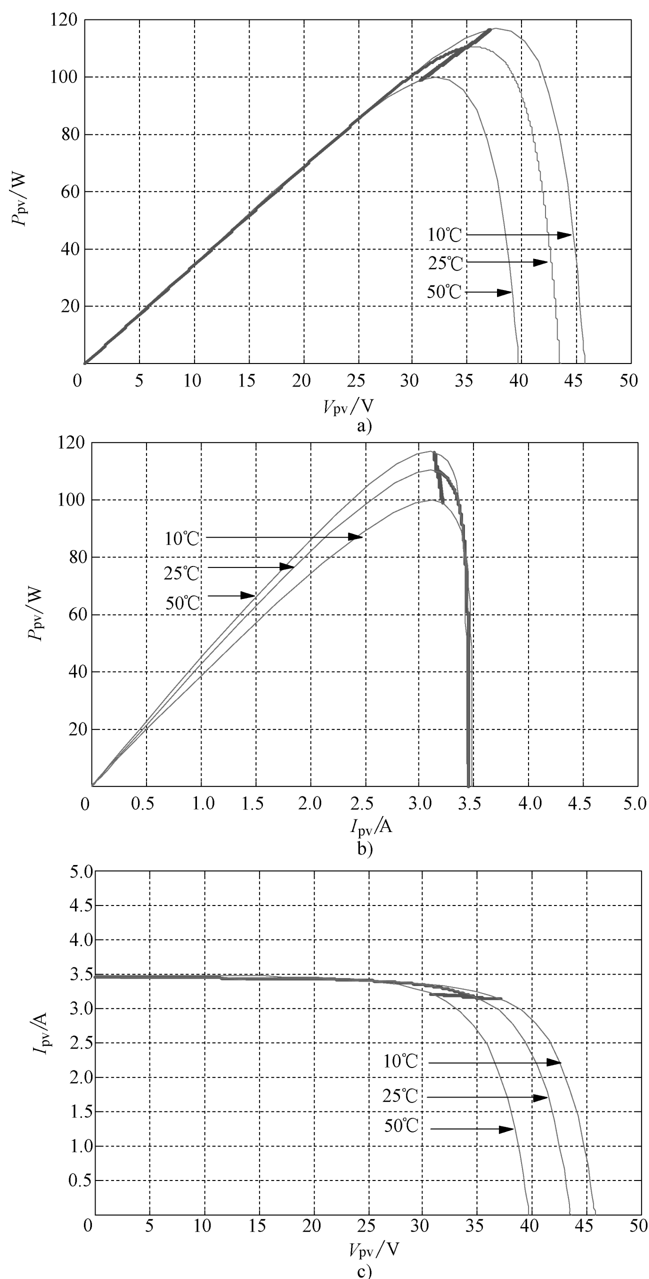


图 4-30　模糊控制的仿真结果和理论的光伏电池特性，辐射照度为 1000W/m² 不变，温度 T_j 由 10℃变化到 50℃

a）不同温度下电池的 P-U 特性 $P_{pv}(V_{pv})$　b）不同温度下电池的 P-I 特性 $P_{pv}(I_{pv})$

c）不同温度下电池的 I-U 特性 I_{pv}（V_{pv}）[31]

应的电压和电流值。图 4-30 给出了当辐射照度为恒值，温度 T_j 变化时的电池特性。当温度上升后，开路电压（V_{oc}）降低，根据温度变化的情况最大功率点发生变化。由以上仿真结果可以清晰地看出，当辐射照度和温度发生变化时，系统能够在最大功率点附近运行。

仿真结果表明，当环境条件发生变化时，FLC 控制方法具有鲁棒性，能够保证光伏系统运行在最大功率点。

4.2.12　人工神经网络

4.2.12.1　人工神经网络（ANN）的定义

人工神经网络（Artificial Neural Networks，简称 ANN）是一种基于大脑神经结构的电子模型。该特性使得 ANNs 可以被应用到自适应和智能系统的设计中，这是由于神经网络可以通过以前的事例来解决问题。ANN 模型包括大量的并行网络，这些网络又是由大量的非线性的被称为神经元的元素构成。为了解决特殊的问题，需要对神经网络模型中的并行网络进行训练[105]。ANNs 以层的形式组织神经元，通过外部参数激活输入层的神经元。大体上，神经网络包含三类神经元层——输入层、隐层和输出层。输入层接受外部源的数据，输出层给外部设备发送信息。在一个网络中，在输入层和输出层之间可能存在一个或多个隐层。反向传播算法是一种通用的学习算法[105]。

4.2.12.2　使用神经网络技术的 MPPT

在光伏系统中，输入变量可能是光伏阵列的相关参数（开路电压 V_{oc} 和短路电流 I_{sc}），也可能是气象类数据（辐射照度 G 和温度 T_j），或者这些条件的组合。Ramaprabha R 和 Mathur. B. L 提出了一种具有三层结构（输入层、隐层和输出层）的 ANN 算法。这种方法中的产生最大功率和电压的框图如图 4-31 所示。网络中含有两个输入层神经元、隐层和两个输出层神经元。使用反向传播算法（BPA）对神经网络进行训练。

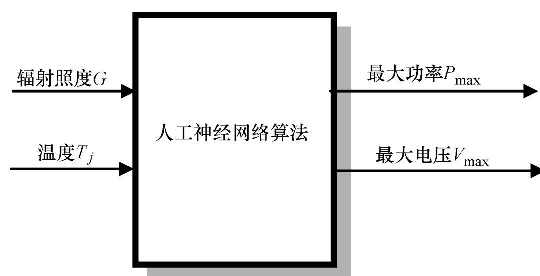


图 4-31　具有两个输入神经元的 ANN 框图

在参考文献［107］中，作者给出了具有三个输入层神经元（辐射照度、温度和阵列电压）的 ANN 结构框图。输出层神经元分别为最大电流、最大电压和负载电流。隐层包含四个神经元（H_1、H_2、H_3 和 H_4），如图 4-32 所示，使用 BPA 算法进行训练。

反向传播算法（BPA）的结构如图 4-33 所示。

4.2.13　神经-模糊方法

4.2.13.1　定义

可以通过以下七步建立经典的神经-模糊模型[110]：

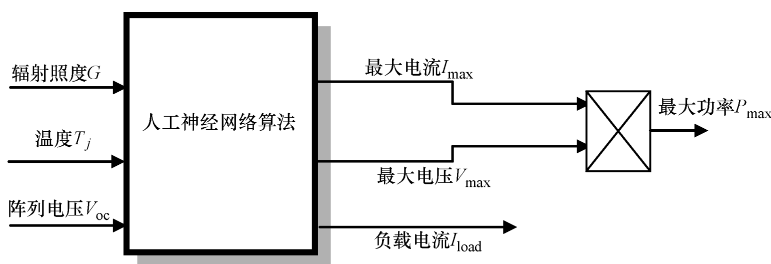


图 4-32　具有三个输入神经元的 ANN 框图[106]

1. 数据采集；
2. 数据分析；
3. 数据分类；
4. 选择神经网络；
5. 格式化数据；
6. 学习。

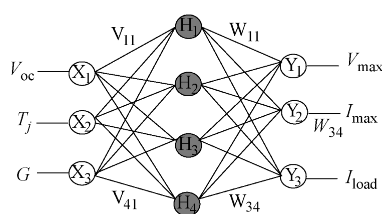


图 4-33　BPA 算法的结构

典型的神经—模糊网络的结构如图 4-34 和图 4-35 所示。其中包含了一个输入变量和五个隶属度函数[111]。

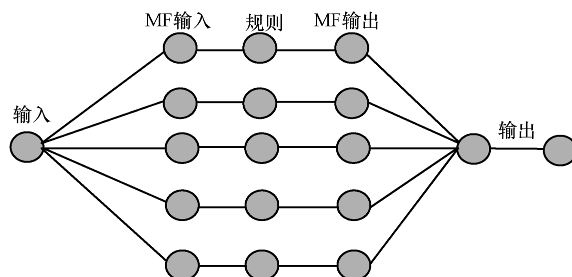


图 4-34　神经模糊网络的结构

4.2.13.2　使用神经—模糊网络的 MPPT

神经—模糊控制器具有两个输入（e 和 Δe）和一个输出（α），其中，e 表示误差，Δe 代表误差变化量。在两个输入变量的作用下，产生控制动作，调整变换器占空比 α，以确保光伏发电装置的自适应性。该控制器可以基于 Sugeno 推理方法自动产生模糊规则[108-109]。使用基于神经—模糊网络 MPPT 控制的光伏系统的结构如图 4-36 所示。和传统的 ANN 算法相比，这种算法的主要优点是具有显著的泛化能力[110]。

4.2.14　遗传算法

遗传算法（Genetic Algorithms，简称 GA）是一种自然选择和基因机制的随机优化算法，运行起来极其简单。该算法由初始群体开始，为了对问题进行建模，需要利用某些方法对初始群体进行编码，系统结构如图 4-37 所示。

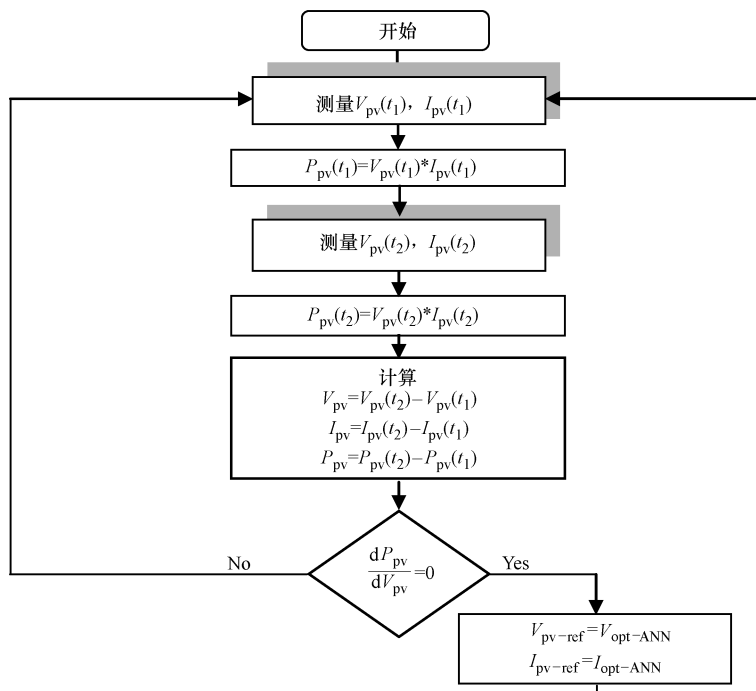


图 4-35　神经—模糊网络的流程图

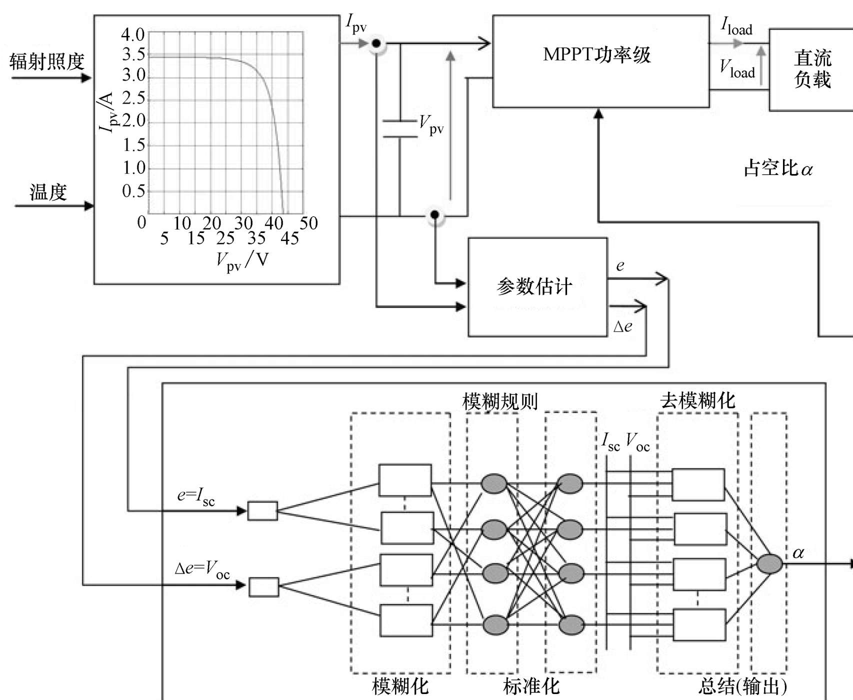


图 4-36　使用基于神经—模糊网络 MPPT 控制的光伏系统

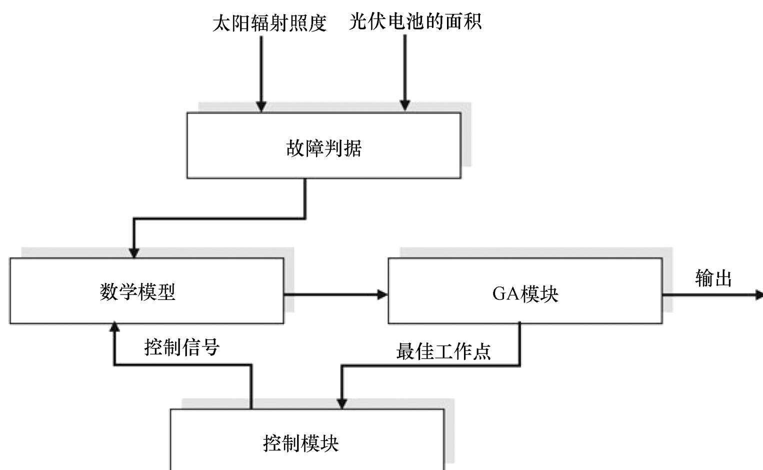


图 4-37 基于遗传算法的光伏系统框图[110]

4.3 MPPT 算法的效率

效率 η_{MPPT}是 MPPT 算法的最重要的性能指标，其值的计算方法为

$$\eta_{\mathrm{MPPT}} = \frac{\int_0^t P_{\mathrm{pv\text{-}max}}(t)\,\mathrm{d}t}{\int_0^t P_{\mathrm{pv\text{-}MPPT}}(t)\,\mathrm{d}t} \tag{4-45}$$

式中，$P_{\mathrm{pv\text{-}MPPT}}(t)$是使用 MPPT 算法的光伏系统输出的功率；$P_{\mathrm{pv\text{-}max}}(t)$为 MPP 的输出功率。

4.4 不同算法的比较

爬山法和扰动观测法（P&O）是两种不同的控制方法，但是这两种方法具有相同的理论依据。爬山法在功率变换器的占空比 α 中施加一个扰动，P&O 是在光伏阵列的工作电压中施加一个扰动。在这两种方法的具体实现过程中可以使用模拟电路或数字电路，其中数字信号处理（Digital Signal Processing，简称 DSP）或其他微处理器芯片具有更大的优势[110]，在这两种方法中 P&O 方法更加容易实现。由于 DSP 或微处理器能够很容易地保存前一时刻的电压或电流值，所以 INC 法适合用 DSP 或微处理器来实现。开路电压（OCV）方法非常简单而且容易实现，系统中不需要使用 DSP 或微处理器进行控制，在短路电流方法中，需要使用简单的电流反馈控制环（电流环不一定使用 DSP 实现）。开路电压和短路电流法的缺点是需要进行在线测量开路电压或短路电流，这样会引起输出功率的降低。寄生电容模型法的缺点是，每个模块的寄生电容非常小。在大型光伏阵列中，多组模块进行串并联，因此，在这种大型阵列中需要关心寄生电容的影

响。对于模糊控制器、神经网络、神经—模糊控制和基因算法等智能控制技术，其缺点是算法复杂、实现成本高，需要使用 DSP 实现。在实际系统中，还存在着一些其他算法，例如 Delta 自适应方法、纹波校正控制（RCC）、电流扫描法、负载电流或负载电压最大法和 dP/dV 或 dP/dI 反馈控制法等[55]。对一些重要的 MPPT 算法进行了比较，在图 4-38 中给出了相关方法的最大和最小效率值。

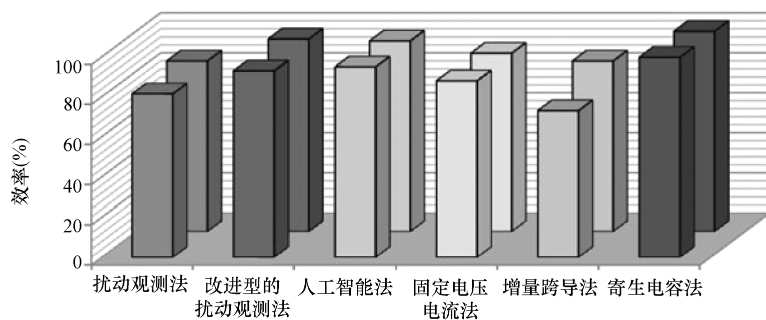


图 4-38　不同 MPPT 方法的效率值比较

第 5 章　储能系统建模

符号表：

C	在 1A 电流放电率（A·h）时，Peukert 蓄电池容量
C_0	平行极板间的电容
C_1 和 C_2	不同放电率情况下的蓄电池容量
C_{10}	蓄电池 10h 的容量
D_c 和 D_d	R_c 和 R_d 对应的二极管
E_b	蓄电池的开路电压
E_m	蓄电池主支路的电动势
E_t	蓄电池的端电压
I_{batt}	放电电流
k_{Eb}和 k_R	用实验方法确定的系数
K_i	极化系数
n	Peukert 常数
R_0	当蓄电池充满时，蓄电池内部的初始电阻
R_{batt}	蓄电池的内部电阻（Ω）
R_c 和 R_d	分别和蓄电池的充电、放电过程对应的内部电阻
R_0	由极板和电解质接触引起的非线性电阻
Q	累计安培—小时比蓄电池满容量
SOC	充电状态
t_i	电流 I 下的放电时间
U_{batt}	蓄电池的端电压
V_{oc}	蓄电池处于完全充电状态时的开路电压
Z_m	蓄电池的内部阻抗的主要部分

当在夜晚或在阴天时，光伏阵列不能正常工作，这时就需要在系统中包含蓄电池。在光伏系统中，蓄电池的主要功能是：

- 能量存储能力和系统的自主能力
- 电压和电流的稳定性
- 提供瞬时大电流

在实际中，蓄电池除了用来存储光伏阵列产生的电能外，还需要能够给电力负载提供电能。蓄电池不仅能够以稳态电压和电流的形式给电力负载提供电能，还能够给电力负载或用户提供所需要的冲击性电流或大的峰值电流。

5.1　不同储能系统的简介

单隔电池是电池中的基本电化学单元，它不仅可以把存储的化学能转化成电能，而且可以把电能存储成化学能。它主要是由存放在容器中的正极和负极组成的，在容器中充有电解质，电解质提供必需的导电离子。在电池中还包含一个称为隔板的部件，离子能够通过隔板，隔板由非导电性材料制成，其作用是防止正极和负极之间发生短路。

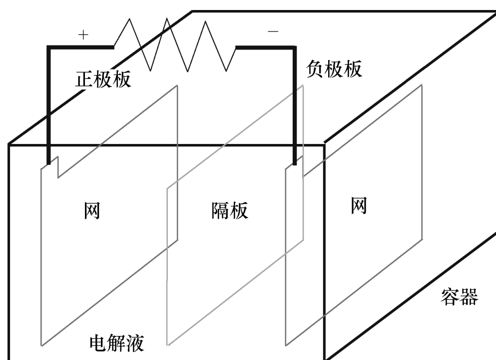


图 5-1　蓄电池的组成

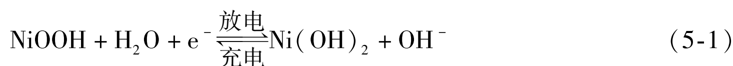
蓄电池是把两个或多个单隔电池以适当的串并联形式连接而成的组合体，所用的连接方式要符合负载对运行电压和电池容量的要求，如图 5-1 所示。

5.1.1　电池组系统

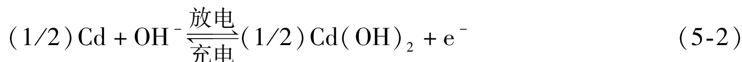
在市场上，不同类型的蓄电池，其中大部分类型还需要进一步的研究和完善。在光伏系统中，可以选用以下几种类型的蓄电池：镍-镉（NiCd）蓄电池、镍-锌蓄电池、铅酸蓄电池等。在光伏系统中，选用的蓄电池必须具有一些重要特性，例如充-放电效率高、自放电小、循环寿命长。

5.1.1.1　镍-镉（NiCd）电池

NiCd 蓄电池具有价格相对低廉、鲁棒性好的特点。电池的镍正极是氢氧化镍/羟基氧化镍［$Ni(OH)_2/NiOOH$］的混合物，镉负极是由金属镉（Cd）和氢氧化镉［$Cd(OH)_2$］构成的。电解质是氢氧化钾的水溶液（KOH）。下面的氧化还原反应是 NiCd 蓄电池的工作原理[114]。

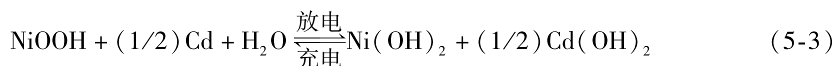


$$NiOOH + H_2O + e^- \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} Ni(OH)_2 + OH^- \tag{5-1}$$



$$(1/2)Cd + OH^- \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} (1/2)Cd(OH)_2 + e^- \tag{5-2}$$

总的化学反应为



$$NiOOH + (1/2)Cd + H_2O \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} Ni(OH)_2 + (1/2)Cd(OH)_2 \tag{5-3}$$

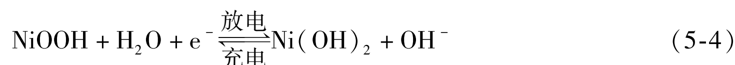
铅酸蓄电池是在光伏领域中应用最为普遍的一种蓄电池，而镍-镉蓄电池和铅酸蓄电池相比，在一些光伏系统中更具有性价比方面的优势。

5.1.1.2　镍-氢蓄电池

镍-氢蓄电池具有使用寿命长、抗过充电特性好、能量（质量）密度高的优点，其缺点包括高成本、高电池压力、低能量体积密度等。这种电池已经被应用到了航空航天

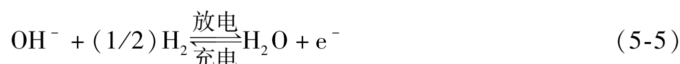
和通信卫星等领域[2]。

对于镍电极，有化学反应



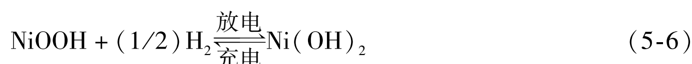
$$\mathrm{NiOOH} + \mathrm{H_2O} + e^- \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{Ni(OH)_2} + \mathrm{OH^-} \tag{5-4}$$

对于氢电极，有化学反应



$$\mathrm{OH^-} + (1/2)\mathrm{H_2} \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{H_2O} + e^- \tag{5-5}$$

总的化学反应为

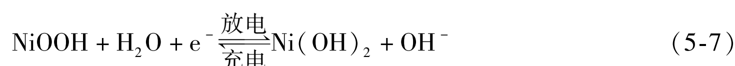


$$\mathrm{NiOOH} + (1/2)\mathrm{H_2} \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{Ni(OH)_2} \tag{5-6}$$

5.1.1.3　镍-金属氢化物蓄电池

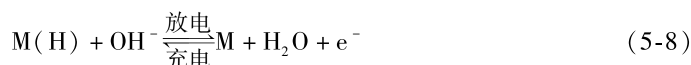
镍-金属氢化物蓄电池通常被用在商业产品中。这种电池的缺点是自放电大、故障时电池压力高[115]。

在电池正极，有化学反应



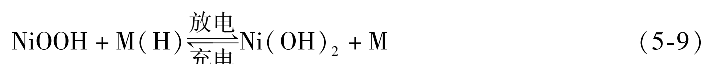
$$\mathrm{NiOOH} + \mathrm{H_2O} + e^- \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{Ni(OH)_2} + \mathrm{OH^-} \tag{5-7}$$

在电池负极，有化学反应



$$\mathrm{M(H)} + \mathrm{OH^-} \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{M} + \mathrm{H_2O} + e^- \tag{5-8}$$

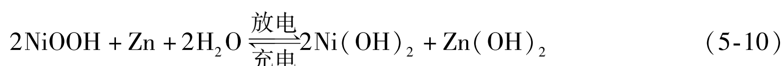
总的化学反应为



$$\mathrm{NiOOH} + \mathrm{M(H)} \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} \mathrm{Ni(OH)_2} + \mathrm{M} \tag{5-9}$$

5.1.1.4　镍-锌蓄电池

电池正极是氧化镍，负极是金属锌。这种电池除了更有利于环保外，还具有更高的能量密度（比镍镉电池高25%）。下面的氧化还原反应是镍-锌蓄电池的工作原理[115]。



$$2\mathrm{NiOOH} + \mathrm{Zn} + 2\mathrm{H_2O} \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} 2\mathrm{Ni(OH)_2} + \mathrm{Zn(OH)_2} \tag{5-10}$$

5.1.1.5　铅酸蓄电池

铅酸蓄电池是在光伏系统中应用最为广泛的蓄电池，由于其防喷溅特性和容易运输的特点，使得这种蓄电池在独立式光伏系统中的应用尤其广泛。然而，这种蓄电池在光伏系统的应用中，可能处于浮过充状态，造成电解液损失。在这种情况下，充电控制器必须防止过充。铅酸蓄电池具有两个浸在酸性电解质内的电极，负极为带有海绵铅的板栅，正极为带有颗粒状二氧化铅的板栅。在放电过程中，正极上的二氧化铅变成氧化铅，氧化铅和硫酸反应形成硫酸铅，而负极上的金属铅被氧化成铅离子，铅离子和硫酸反应形成硫酸铅。在这个过程中释放出电能，而充电过程则与此相反。目前，有两种类型的铅酸蓄电池，如图5-2所示[116-117]。

普通式铅酸蓄电池的特征是使用了硫酸水溶液。

阀控式密封铅酸蓄电池采用全密封结构，带有可调压力的阀门，当过充电时，可以

避免内部过电压问题。另外，其中的酸性电解液是处于不流动状态。

活性物质为：

1. 正极：二氧化铅（PbO_2）；

2. 负极：海绵铅（Pb）；

3. 电解质：硫酸溶液（H_2SO_4）。

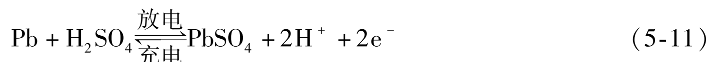
铅酸蓄电池的模型具有两种模式：充电和放电。当流入电池的电流为正时，则电池处于充电模式，当电流为负时，电池处于放电模式。



图 5-2　铅酸蓄电池

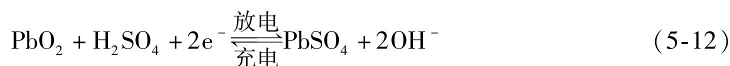
铅酸蓄电池的工作原理是基于以下的化学反应：

阳极



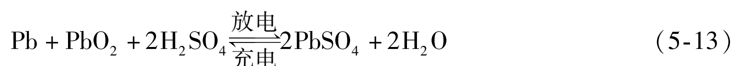
$$Pb + H_2SO_4 \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} PbSO_4 + 2H^+ + 2e^- \quad (5\text{-}11)$$

阴极



$$PbO_2 + H_2SO_4 + 2e^- \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} PbSO_4 + 2OH^- \quad (5\text{-}12)$$

总的化学反应为



$$Pb + PbO_2 + 2H_2SO_4 \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} 2PbSO_4 + 2H_2O \quad (5\text{-}13)$$

在以上化学反应中，在输出一定电量的情况下，通过调整各个反应物的重量，使二氧化铅、铅和硫酸的总重量最轻，这时就达到了理想比例。在该比例下，当电池输出要求的电量后，三种物质都同时变为零。但是，在实际中，必须使负极板的活性物质（Pb）大于理想比例，以延长电池的使用寿命，在绝大多数电池的电解液中都会增加硫酸的比例，以长时间地维持适当的酸度和降低电池的内阻，如图 5-3 所示。

5.1.1.6　钠-硫（NaS）电池

在钠-硫电池中，钠和硫是电池的两个电极，钠是电池的阴极，硫是电池的阳极，钠和硫处于液态形式[118]。作为电解质的氧化铝把两个电极分隔开来。正离子（钠离子）可以穿透氧化铝，和硫结合形成钠聚硫。这种类型的电池具有能量密度高，充/放电效率高（89% ~92%），使用寿命长，只需用便宜金属制造等优点，如图 5-4 所示。

化学反应为



$$2Na + x.S \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} Na_2S_x \quad (5\text{-}14)$$

5.1.1.7　钠-金属氯化物电池

钠-金属氯化物电池又被称为 ZEBRA（Zero Emission Battery Research Activity，简称 ZEBRA）电池，其工作温度为 270 ~350℃[119,120]。在充电过程中，电池中的化学反应把氯化钠和镍转化为氯化镍和钠。在放电过程中，进行相反的化学反应。单隔电池被密封在高强度钢制容器中。ZEBRA 电池在满足要求的峰值功率下的放电时间为 2h[119-122]。正

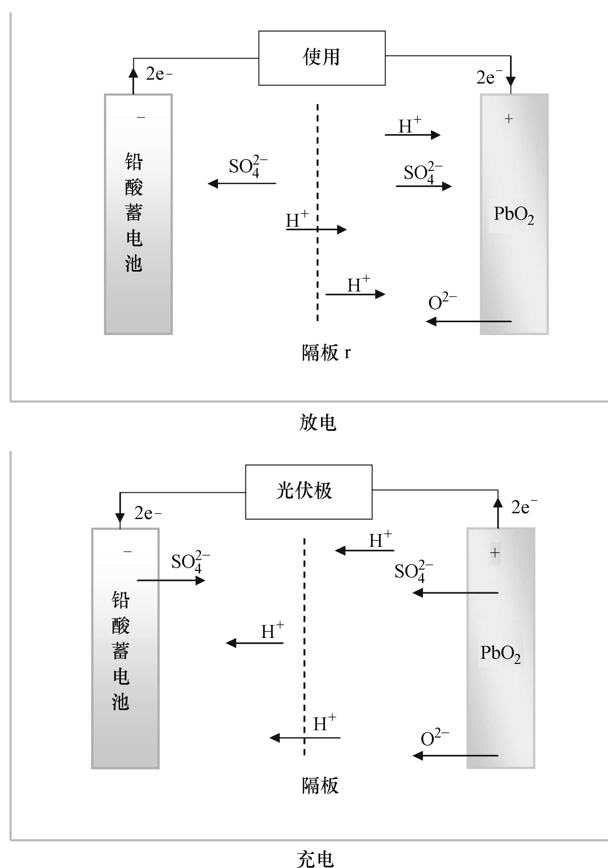


图 5-3 铅酸蓄电池的工作原理

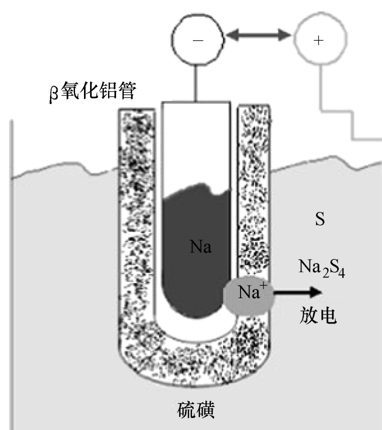
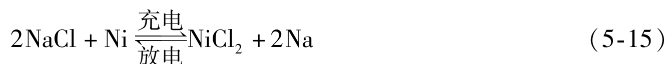


图 5-4 钠-硫（NaS）电池[118]

常工作时的化学反应为



$$2NaCl + Ni \underset{\text{放电}}{\overset{\text{充电}}{\rightleftharpoons}} NiCl_2 + 2Na \tag{5-15}$$

钠-金属氯化物电池的特性见表 5-1[122]。

表 5-1　ZEBRA 电池的特性

单位体积存储的能量	120Wh/kg
单位体积存储的功率	>150W/kg
放电速率	>45min
平均放电速率	2h 甚至更长
循环使用次数	1000 次
原料的成本	低
建议应用场合	大容量电池组(>8~40kW·h)

在应用方面，ZEBRA 电池特别适用于纯电动或混合动力的轿车、客车和公共汽车，还可以被应用于静止系统中，例如电信备用电源、光伏发电系统和风力发电系统等[122]。

5.1.1.8　锂离子（Li-ion）电池

锂离子电池的运行原理是，当充电时，锂离子由正极被转移到负极，而当放电时，锂离子则由负极被转移到正极[123,124]。锂离子电池的正极是由金属锂氧化物组成，可以存储锂离子；负极是石墨。电解质是溶解于有机碳酸酯中的锂盐。

在正极有化学反应



$$xLi^+ + Li_{1-x}CoO_2 + Xe^- \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} LiCoO_2 \tag{5-16}$$

在负极有化学反应

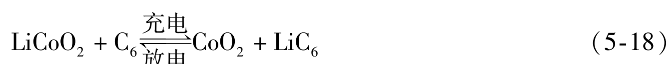


$$Li_xC \underset{\text{充电}}{\overset{\text{放电}}{\rightleftharpoons}} xLi^+ + C + Xe^- \tag{5-17}$$

5.1.1.9　聚合物锂离子电池

这种电池和锂离子电池的主要差别在于，这种电池的电解质是由固态的聚合物构成的，锂离子能够在这种聚合物中移动[125]。聚合物电解质还具有隔板的作用。这种结构的优点是，由于在电池中的电解质不处于液态中，故这种电池的能量密度高、安全性好、使用寿命长。

参考锂离子电池的包含 Li^+离子的化学反应，聚合物锂离子电池充电和放电过程中的化学反应为



$$LiCoO_2 + C_6 \underset{\text{放电}}{\overset{\text{充电}}{\rightleftharpoons}} CoO_2 + LiC_6 \tag{5-18}$$

在充电过程中，锂离子由正极（$LiCoO_2$）移动到石墨负极，在放电过程中，锂离子的移动方向相反。在许多应用中（卫星、航天飞机等），聚合物锂离子电池被用作其中的能量存储系统。

5.1.1.10 锂金属电池

这种电池的最大优点在于锂是以金属形式存在，而不以由碳原子围绕的锂离子形式存在（最大比例可以达到1∶6），这有利于增加电池的能量密度[127-129]。然而，由于金属锂非常活泼，因此锂金属电池在使用中也存在着严重的问题。各种锂电池的比较见表5-2。

表5-2 不同锂离子电池的对比

阴极材料	氧化钴锂离子电池（$LiCoO_2$）	氧化锰锂离子电池（$LiCoO_2$）	新材料［$Li(NiCoMn)O_2$］	磷酸盐铁锂离子电池（$LiFePO_4$）
工作电压/V	3.7	3.8	3.6	3.2
充电停止电压/V	4.25	4.35	4.3	4.2
过充允许电压/V	0.1	0.1	0.2	0.7
循环使用次数	400	300	400	1000
能量密度/(Wh/kg)	180	100	170	130

5.1.1.11 不同种类电池的比较

表5-3中给出了不同种类电池的几种典型特性。

表5-3 不同电池的对比

电池	铅酸电池	镍镉电池	镍锌电池	锂离子电池	聚合物锂离子电池	氯化镍-钠电池	硫化钠电池
能量(重量)/(Wh/kg)	40～50	60～75	50～60	150～200	150～200	125	150～240
电池单元电压/V	2	1.25	1.5	3.7	3.7	2.58	≈2
放电结束电压/V	1.8～1.65	1.09/0.7	1.6	2.75/1.45	—	1.58	1.74～2.076
循环使用次数	600～1500	800～2500	500～1000	500～1000	100～10000	1000～2500	2500
工作温度/℃	0～45	0～50	50	环境温度	环境温度	270～350	300
充电时间/h	5～20	10～15	1.5	1～2	1～5	2	8
效率(%)	65～85	70～80	65～80	85～95	90～95	90	89～92

钠-氯化镍电池或ZEBRA电池具有相对较高的能量密度，不具有自放电现象，但是，这种电池属于高温电池。这种电池的性能、容量、安全性和性价比都达到了一个新的水平，适合应用于各种水面船只、潜水艇和其他电动交通工具中[118,130]。

镍-镉（NiCd）电池是最难充电的电池之一。对于锂离子电池和铅酸蓄电池，可以通过设定最大充电电压来避免电池的过充。对于镍基电池，没有浮充电压，其充电是通过强迫电流流过电池来完成的。需要注意的是，与铅酸蓄电池相比，镍-镉电池重量更轻，效率更高，更加可靠。

钠-硫电池在充电和放电过程具有快速的响应速度，因此，这种电池可以在光伏系

统里用来吸收波动[6]。

锂离子电池具有较高的能量密度、使用寿命长、性能好（甚至在低温时）的优点，因此，应用得越来越广泛。其缺点是电池中的监控测量部分比较昂贵，监控测量部分的作用是对电池进行可靠的控制，以避免温度过高而引起爆炸。

最适合应用在光伏系统中的电池有铅酸蓄电池、阀控式密封铅酸（VRLA）电池和镍-镉电池等几种。这些电池都具有以下基本特性[131]：

- 自放电量低
- 充/放电效率高
- 使用寿命长（用充放电次数衡量）
- 运输容易
- 易于维护

5.1.2 电池组模型

目前，存在着不同的数学模型可以用来预测电池的性能。但是，在这些模型中没有一种是完全精确的。影响电池性能的因素如下[132-133]：

- 荷电状态（剩余电荷量）
- 电池的容量
- 充/放电效率
- 环境温度
- 使用时间/保质期

5.1.2.1 电池的电化学模型

最简单的电池模型是建立在电化学理论的基础上的。利用这些模型可以预测出电池容量，但是这些模型既不能对某些现象进行建模，例如在带负载时电压的时间变化率，也不能描述温度和使用时间对电压的影响。

5.1.2.2 Peukert 方程

电池容量可以作为描述电池特征的变量，描述的是电池存储电量的多少，单位是 A·h，在全充电条件下，电池存储的电量可以恢复为该容量，在恒定电流的条件下放电，电池能够释放出该容量大小的电量。电池的容量是变化的，容量的大小和放电的强度、温度以及电解质的浓度等因素有关。

Peukert 方程（5-19）是一个经验公式，是对电池的可得容量与放电率之间的关系的近似描述[129-131]。

$$I_{batt}^{n} \cdot t = C \tag{5-19}$$

式中，I_{batt}是放电电流；n 是 Peukert 常数；t 为放电时间（放电电流为 I_{batt}）；C 为在 1A 电流放电率（A·h）时，Peukert 蓄电池容量，单位为 A·h。

Peukert 常数是随着使用时间的增加而增加的量，各种电池的 Peukert 常数见表 5-4。

表 5-4 Peukert 常数

AGM 电池	胶体蓄电池	富液型电池	典型铅酸蓄电池	锂离子电池
1.05~1.15	1.1~1.25	1.2~1.6	1.35	1.1

由式（5-19）可以看出，如果放电电流越大，那么电池可获得的容量越小。Peukert 常数和电池内阻有直接的关系，并且可以揭示出在连续大电流放电条件下的电池性能。

可以把在一种放电率下的电池容量和在几种不同放电率下的电池容量联系起来，有如下的公式：

$$C_1 = C_2 \cdot \left(\frac{I_{\text{batt }2}}{I_{\text{batt }1}}\right)^{n-1} \tag{5-20}$$

式中，C_1 和 C_2 分别是在不同放电率情况下的蓄电池容量。

在恒定放电率下的荷电状态（State of Charge，简称 SOC）的计算方法如下：

$$\text{SOC}(t) = 1 - \left(\frac{I_{\text{batt}}}{C}\right) \cdot t \tag{5-21}$$

如果在一段时间内，电流是连续变化的。可以认为在很短的时间内电流是不变的。那么就可以确定出 t_k 时刻荷电状态的变化量的表达式为

$$\Delta\text{SOC}(t_k) = \frac{I_{\text{batt }k}}{C_1} \cdot \left(\frac{I_{\text{batt }k}}{I_{\text{batt }1}}\right)^{n-1} \cdot \Delta t \tag{5-22}$$

这种方法也可以应用于充电过程，实际上如果电流变为负，那么荷电状态就会增加。最后荷电状态可以表示为

$$\text{SOC}(t_k) = \text{SOC}(t_{k-1}) + \Delta\text{SOC}(t_k) \tag{5-23}$$

5.1.2.3　Shepherd 模型

该模型直接用电压和电流来描述电池的电化学行为。该模型通常和 Peukert 方程一起使用，来得到电池电压和荷电状态，假设电池处于放电状态[135]：

$$E_t = E_c - K_i Q - R_{\text{batt}} I_{\text{batt}} \tag{5-24}$$

式中，E_{t} 为蓄电池的端电压；E_c 为电动势常数；K_i 为极化系数；R_{batt} 为蓄电池内部电阻。有

$$R_{\text{batt}} = R' + K_{\text{R}} \frac{1}{1-Q} \tag{5-25}$$

式中，K_{R} 是在电池充满电的情况下的电解质电阻；Q 是累积安培时与电池满容量的比值。残余电阻 R' 的计算方法为

$$R' = R_0 + K_{\text{R}}$$

R_0 为蓄电池充满电后的初始电阻（$Q=0$）。

在这个模型中，开路电压或者零负载电池端电压可以简化为

$$E_{\text{oc}} = E_0 - K_i Q \tag{5-26}$$

可以基于恒电流放电试验（放电电流较小）来确定 Shepherd 模型中的参数。

5.1.2.4　Unnewehr 广义模型

Unnewehr 和 Nassar 提出了一种简化的 Shepherd 模型[136]，把式（5-25）用下式代替

$$R_{\text{batt}} = R_0 - K_{\text{R}} Q \tag{5-27}$$

式中，R_0 为电池处于完全充电状态时的总内阻。

和 Sheperd 模型、Unneweher 广义模型一样，在所有模型中都认为电压 E_t 随电流是线性变化的。则当电池处于放电状态，对于一个给定的功率 P 有

$$I_{batt}=\frac{E_{oc}-\sqrt{E_{oc}^2-4\cdot R_{batt}\cdot P}}{2R_{batt}} \tag{5-28}$$

当充电时

$$I_{batt}=\frac{-E_{oc}+\sqrt{E_{oc}^2+4\cdot R_{batt}\cdot P}}{2R_{batt}}$$

在放电工程中，最大功率 P_{max} 为

$$P_{max}=\frac{E_{oc}^2}{4\cdot R_{batt}} \tag{5-29}$$

5.1.3　电池组的等效电路

电池组的等效电路可以用电路的形式对电池进行建模，不同的学者提出了许多不同类型的等效电路。

5.1.3.1　理想电池模型

在理想电池模型里，用一个电压源代表电池，忽略其他内部参数的影响[127]，见图 5-5。

5.1.3.2　简化电池模型

简化电池模型（见图 5-6）由一个电压值为 E_b 的理想电压源和内部串联电阻 R_{batt} 组成，E_b 等于开路电压。其中的 U_{batt} 为电池的端电压。

该模型仅适用于那些电池的荷电状态不重要的应用场合[129]，如图 5-6 所示。



图 5-5　理想电池模型[127]

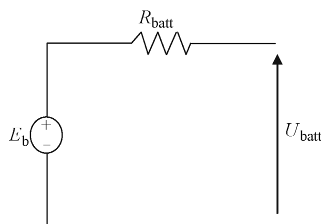


图 5-6　简化电池模型[129]

5.1.3.3　改进的简化电池模型

改进的简化电池模型中的电阻是变化的，电阻 R_{batt} 是荷电状态的函数。R_{batt} 可以表示为[129]

$$R_{batt}=\frac{R_0}{SOC^k} \tag{5-30}$$

且有

$$SOC=1-\frac{I_{batt}\cdot t}{C_{10}} \tag{5-31}$$

式中，SOC 的变化范围是 0~1，0 对应于完全放电状态，1 对应于完全充电状态；k 为容量系数，用来修正在不同放电率下电池容量的变化，类似于 Peukett 常数；R_0 为完全充电时蓄电池的初始内阻；t 为放电时间，C_{10}为蓄电池 10h 的容量。

5.1.3.4　修正的电池模型

Jean Paul Cun 在图 5-6 給出的电池结构的基础上提出了一种修正的电池模型。在该模型中，考虑了电池的荷电状态，不再把蓄电池的开路电压 E_b 和蓄电池的内部电阻 R_{batt}作为常数考虑，认为 E_b 和 R_{batt}是随着荷电状态变化而变化的量[127]。

有

$$E_b = E_0 - k_{E_b} \cdot SOC$$
$$R_{batt} = R_0 - k_R \cdot SOC \tag{5-32}$$

式中，k_{E_b}和 k_R 为能够通过实验计算出来的系数。

5.1.3.5　Thevenin 电池模型

Thevenin 电池模型是一种基本的电池模型，由一个理想的无负载的电压源 E_0、内阻 R_{batt}、电容 C_0 和过电压电阻 R_{NL} 组成[137]，见图 5-7。

C_0 为平行极板间的电容，R_{NL}是由极板和电解质接触引起的非线性电阻。

图 5-7　Thevenin 电池模型[137]

在该模型中，所有参数都假设为恒定的，但是，在实际中这些参数都是随着温度和电池的工作条件的变化而变化的。

改进的 Thevenin 模型是对电池进行描述的一种新方法[133]。这种模型的等效电路如图 5-8 所示，其中 E-电池是简单的直流电压源，表示电池中的电压；E-极化表示电池中活性材料的极化效应；E-温度表示温度对端电压的影响；R_{batt}为蓄电池的内部电阻，其值主要由电池电压和荷电状态决定。

电压-传感器-电流是一个 0V 的电压源，用来记录电池的电流值。

该模型具有比较高的准确度，能够对镍-镉电池和锂离子电池建模[133]，仅需要作简单的修改就可以使参数随着荷电状态、电流密度和温度的变化而变化。

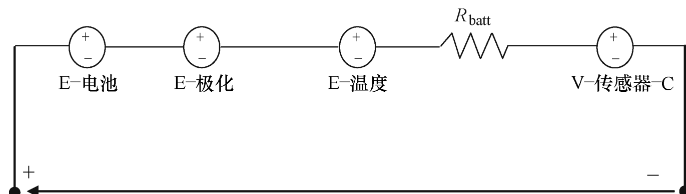


图 5-8　改进的 Thevenin 模型

5.1.3.6　线性动态模型

文献［138］给出了一种线性电池模型，该模型是对 Thevenin 模型的改进。该模型对电池的过电压和自放电现象进行了建模，比 Thevenin 模型更加精确，但是在该模型中还是没有考虑参数随工作条件的变化而变化的情况（见图 5-9）。

5.1.3.7　非线性动态模型

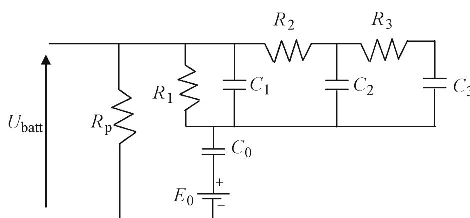


图 5-9　线性动态模型

非线性动态模型考虑了不同参数随荷电状态、温度和放电率等因素的变化情况，见图 5-10。其等效电路主要包含以下两部分：

- 电池的开路电压用一个可控的直流电压源表示，其大小随着荷电状态和温度的变化而变化。
- 内阻用 R_c 和 R_d 两个量表示，分别对应于蓄电池充电和放电时的内部电阻。这些电阻的值随着荷电状态和温度的变化而变化。

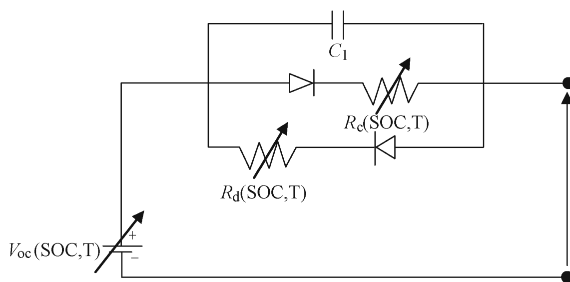


图 5-10　电池的非线性模型[137]

模型的非线性体现在，其中元素 V_{oc}、R_c 和 R_d 不是常数，而被建模成荷电状态和温度的函数。虽然 C_1 也是随着荷电状态的变化而变化的，但是变化并不显著，因此在模型中把 C_1 仍作为常数处理。

5.1.3.8　阻性 Thevenin 电池模型

阻性 Thevenin 电池模型是在以下假设条件的基础上提出的[141]：

- 电极是由多孔性材料制成的。
- 在放电过程中，电解质的电阻是恒定的。
- 在恒电流下放电。
- 极化电阻为活性材料中电流密度的线性函数。

阻性 Thevenin 电池模型的等效电路如图 5-11 所示，其中 R_c 和 R_d 分别为对应于充电和放电过程的电池内阻。二极管 D_c、D_d 分别与 R_c、R_d 串联，这两个二极管没有实际的物理意义，只是表明，当充电（放电）时，由于 D_c（D_d）导通，D_d（D_c）反向偏置，所以只有电阻 R_c（R_d）起作用。

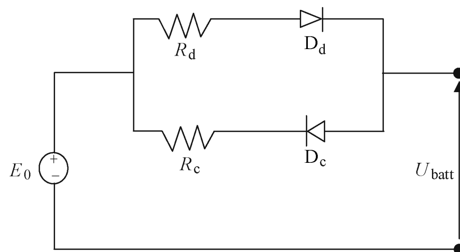


图 5-11　阻性 Thevenin 电池模型

5.1.3.9　其他模型

改进的 Thevenin 等效电池模型

图 5-12 中给出了一种简单的电池模型[144]。放电过程和充电过程的动态方程为

$$\frac{\mathrm{d}V_p}{\mathrm{d}t} = -\frac{V_p}{R_d \cdot C_p} + \frac{U_{batt}}{R_d \cdot C_p} - \frac{I_{batt}}{C_p} \qquad 假如\ V_p \leqslant E_b \tag{5-33a}$$

和

$$\frac{\mathrm{d}V_p}{\mathrm{d}t} = -\frac{V_p}{R_c \cdot C_p} + \frac{U_{batt}}{R_c \cdot C_p} - \frac{I_{batt}}{C_p} \qquad 假如\ V_p \geqslant E_b \tag{5-33b}$$

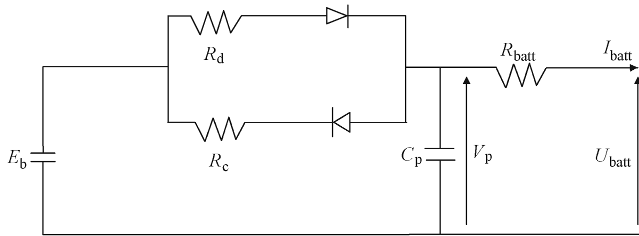


图 5-12　改进的 Thevenin 等效电池模型

其中

$$I_{batt} = \frac{V_p - U_{batt}}{R_{batt}}$$

实验模型

进行一系列的相关实验，利用得到的数据图形曲线和厂家给出的性能指标，就可以得到实验模型。该模型是能够满足精确模型的大多数要求的最简单的模型，其中考虑的非线性特性和荷电状态对电池模型的影响[141]，见图 5-13。

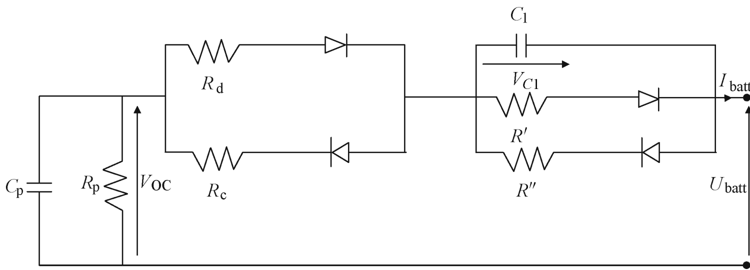


图 5-13　实验模型[137]

$$C_1 \frac{\mathrm{d}V_{C1}}{\mathrm{d}t} = -I_{batt} - \frac{V_{C1}}{R''} \qquad 假如\ V_{C1} \geqslant 0 \tag{5-34a}$$

和

$$C_1 \frac{\mathrm{d}V_{C1}}{\mathrm{d}t} = -I_{batt} - \frac{V_{C1}}{R'} \qquad 假如\ V_{C1} \leqslant 0 \tag{5-34b}$$

在充电过程中有

$$U_{batt} = V_{oc} - R_c I_{batt} + V_{C1} \tag{5-35a}$$

在放电过程中有

$$U_{batt} = V_{oc} - R_d I_{batt} + V_{C1} \tag{5-35b}$$

图 5-13 中的二极管为理想二极管，起到方向选择的作用，而且对于充放电过程能够区分内部电阻和过电压电阻。

动态模型

文献［143］给出了一种针对铅酸动力电池的数学模型，如式（5-36）所示。

$$V_{batt} = V_{oc} - R_{batt} I_{batt} - \frac{K}{SOC} I_{batt} \tag{5-36}$$

式中，V_{oc}为开路电压；I_{batt}为放电电流；K 为常数（典型值为 0.1Ω）；K/SOC 为由 SOC 决定的内阻。

三阶动态模型

图 5-14 给出了一种电池的等效网络[142]，其中主支路中的 E_m 为蓄电池的电动势，Z_m 为蓄电池内阻抗的主要部分。阻抗 Z_m 可以用 R-C 网络近似。

当电池充电时，其中一部分接受的能量被转化成其他形式的能量，例如电解水的能量，因此，在模型中增加了一个寄生支路。这个支路只有当电池充电时才起作用。

图 5-15 给出了电池的三阶模型。由于电池的非线性特征，图 5-15 中用 $I_p(V_{PN})$ 为电阻 R_p 的表达式，等效于图 5-14 中的阈值电压 E_p。

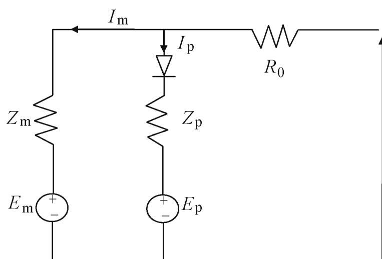


图 5-14　电池的等效网络

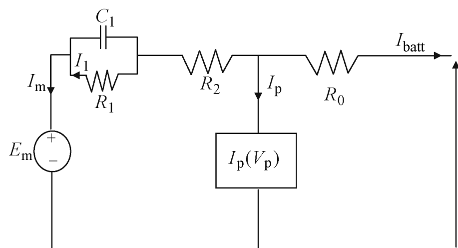


图 5-15　电池的三阶模型

图 5-15 给出的等效网络是由以下部分组成的：

- 一个包含 R-C 网络和寄生支路的等效电路。
- 计算荷电状态和内部（电解质）温度的算法。
- 根据荷电状态和温度计算等效网络元素的方程。

参数 C_1、R_1 和 R_2 为 Z_m 的元素。

四阶动态模型

Giglioi 提出了一种精确的动态模型，该模型具有复杂的结构[143]。模型由以下两部分组成：

- 电流 I_p 流过电阻 R_p（电解液反应）、R_d（欧姆效应）和 R_d 对应的漏电容 C_d、能量损耗电阻 R_w 以及和 R_w 对应的漏电容 C_w；

● 电流 I_s 流过电阻 R_s（对应于自放电）。

整个模型的结构如图 5-16 所示。

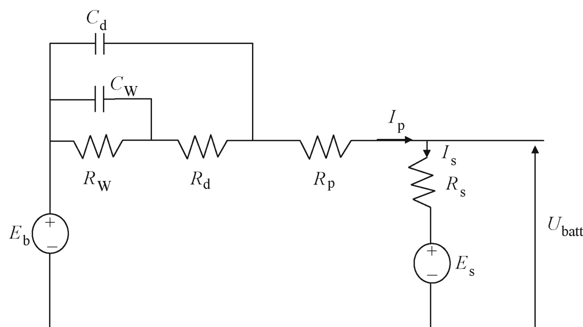


图 5-16　四阶动态模型

该模型虽然精确，但是也存在着以下的缺点：

● 由于该模型的阶数较高，因此需要的计算时间也较长。

● 由于模型中含有很多经验参数，所以建模过程复杂。

5.1.4　动力模型

图 5-17 给出了一种适用于铅酸动力电池的数学模型[127]。该模型主要应用于纯电力驱动或混合驱动汽车；模型由串联的电阻 R_{batt} 串联、感应电动势 E_b 的电压源和电容（Q/K）组成。

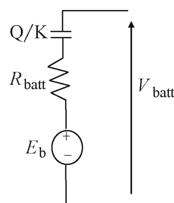


图 5-17　动力模型

$$V_{batt} = E_b - R_{batt} \cdot I_{batt} - K\int\left(\frac{I_{batt}}{Q}\right)dt \qquad (5\text{-}37)$$

式中，V_{batt}为电池的端电压；E_b 为电池的零电流电压；K 为常数，依电池的不同而不同；$\int(I_{batt}/Q)\,dt$ 表示荷电状态的影响；Q 为电池的容量（A·h）。

5.1.5　应用：CIEMAT 模型

CIEMAT 模型的优点是能够适用于大多数铅酸蓄电池，并且几乎不需要制造厂商的技术参数数据[129,144,145]。该模型的结构如图 5-18 所示，模型中含有两个元素，一个是电压源 E_b；一个为内阻 R_b，内阻 R_b 的值取决于电池的参数和工作环境（温度和荷电状态）。

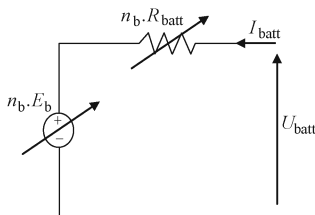


图 5-18　含 n_b 个单隔电池的电池组的等效电路

对于 n_b 个单隔电池，电压方程为

$$U_{batt} = n_b \cdot E_b \pm n_b \cdot R_{batt} \cdot I_{batt} \qquad (5\text{-}38)$$

5.1.5.1　容量模型

为了强调决定储能系统行为的物理现象，必须考虑温度对电池容量的影响。因此，提出了一种容量模型，这里的容量指的是通过放电电流能够输出能量的大小，如式(5-39)所示。容量模型是基于电流 I_{10}的表达式建立的，电流 I_{10}大小等于 C_{10}对应的放电电流，ΔT 为在环境温度为 25℃时且所有元件为理想的情况下电池的温度累计[146]。

$$\frac{C_{batt}}{C_{10}}=\frac{1.67}{1+0.67\left(\frac{I}{I_{10}}\right)^{0.9}}(1+0.005\Delta T) \tag{5-39}$$

容量 C_{batt} 可以作为一个确定电池荷电状态的参考值。

$$\text{SOC}=1-\frac{Q}{C_{batt}} \tag{5-40}$$

其中

$$Q=I_{batt}\cdot t \tag{5-41}$$

式中，t 为放电电流为 I_{batt} 时的放电时间。

5.1.5.2　充电电压方程

充电电压的表达式是组成电池的多个内部单隔电池的函数，取决于相关的电动势和内阻。

$$V_{batt\text{-}charge}=n_b(2+0.16\cdot \text{SOC})+n_b\frac{I_{batt}}{C_{10}}\left[\frac{6}{1+I_{batt}^{1.3}}+\frac{0.27}{\text{SOC}^{1.5}}+0.002\right]\cdot(1-0.007\cdot\Delta T) \tag{5-42}$$

式中，n_b 为单隔电池数；ΔT 为温度变化量，$\Delta T=T-25$；C_{10} 为蓄电池 10h 的容量（I_{10}）。

5.1.5.3　放电电压方程

放电时的电压方程和充电时的电压方程相近。

$$V_{batt\text{-}discharge}=n_b(1.965+0.12\cdot \text{SOC})-n_b\frac{I_{batt}}{C_{10}}\left[\frac{4}{1+I_{batt}^{1.3}}+\frac{0.27}{\text{SOC}^{1.5}}+0.002\right]\cdot(1-0.007\cdot\Delta T) \tag{5-43}$$

5.1.5.4　效率

两种类型的负载效率分别为法拉第效率（库仑效率）和能量效率（整体效率）。第一个效率关注的是电池存储电荷的能力，不包含在内部电阻上的能量损失。能量效率则全面考虑了库仑效率和能量损失[129]。

$$\eta=1-\exp\left[\frac{20.73}{\frac{I_{batt}}{I_{10}}+0.55}(\text{SOC}-1)\right] \tag{5-44}$$

5.1.5.5　温度的影响

应用实例是利用 MATLAB/Simulink 软件实现的，如图 5-19 所示。

温度对电池容量的影响

电池的温度影响电池的存储能力，存储能力会随着温度的增加而增加，如图 5-20 所示。其中的部分原因可以解释为，随着温度的升高，一方面硫酸溶液的扩散系数会增加；另一方面在常用的浓度下，电解质的电阻会降低。

温度对荷电状态的影响

荷电（或者放电）状态被用来表示电池的额定容量和充电（放电）电流之间的关系。图 5-21 和图 5-22 分别给出了荷电状态和放电状态（DOD）和电池容量的关系，有

$$\text{DOD}=1-\text{SOC} \tag{5-45}$$

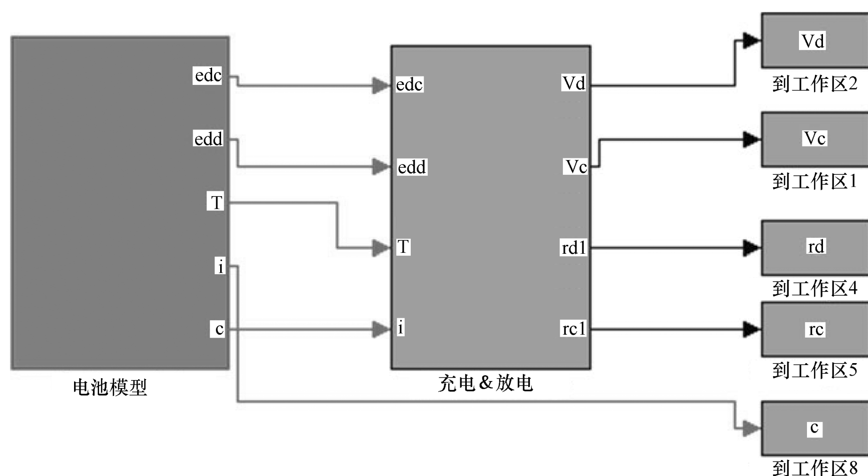


图 5-19 用 MATLAB/Simulink 软件实现的电池模型

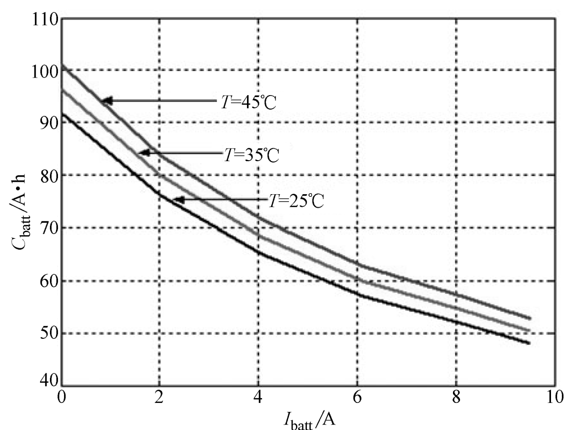


图 5-20 温度对电池容量的影响

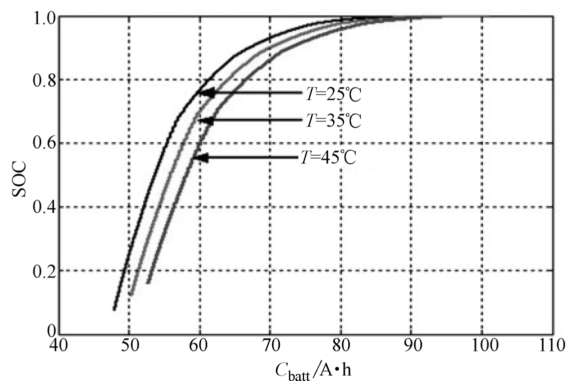


图 5-21 温度对荷电状态的影响

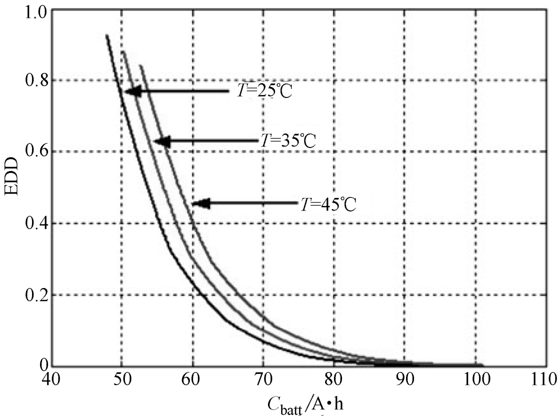


图 5-22　温度对放电状态的影响

温度对电池电压的影响

由于电池电压是关于 SOC、充放电时间、温度和电流的函数，所以电池电压曲线（图 5-23 和图 5-24）也受到温度的影响。

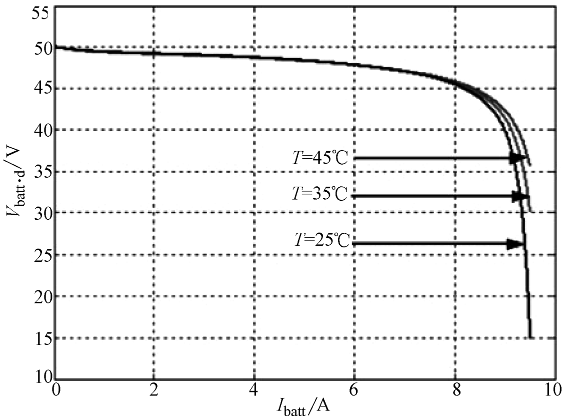


图 5-23　温度对放电电压的影响

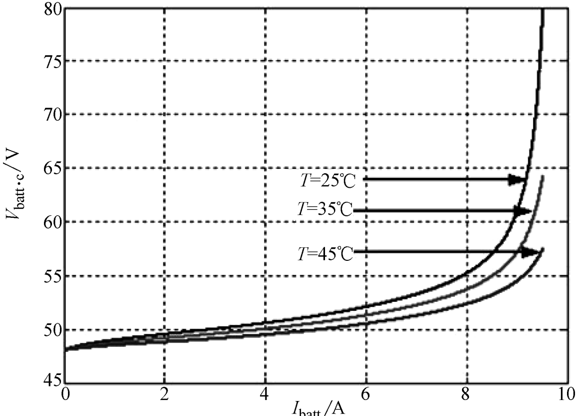


图 5-24　温度对充电电压的影响

充放电时间对电池状态的影响

充放电时间对电池状态的影响见图 5-25 和图 5-26。

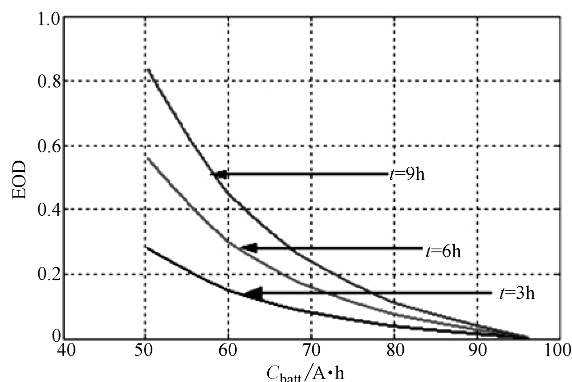


图 5-25 放电时间对放电状态的影响

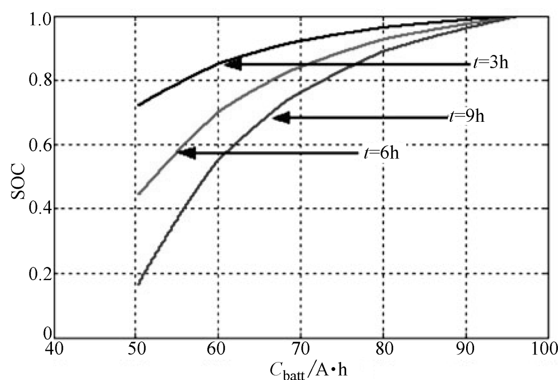


图 5-26 充电时间对荷电状态的影响

对于充电情况，充电时间越短，电池的荷电状态越接近于 1。对于放电的情况，放电时间越长，放电状态越接近于其最大值。

充电时间和放电时间对电池电压的影响

对于充电和放电，电池电压都正比于充电时间和放电时间（见图 5-27 和图 5-28）。

5.1.5.6 内阻

电池的内阻和电池的荷电状态直接相关。当电池放电时，SOC 越大，内阻越小，当电池的荷电状态接近于零时，内阻变得很大（见图 5-29）。

在电池充电过程中，内阻也和电池的荷电状态有关，当电池达到满容量时，内阻值变得较低（见图 5-30）。

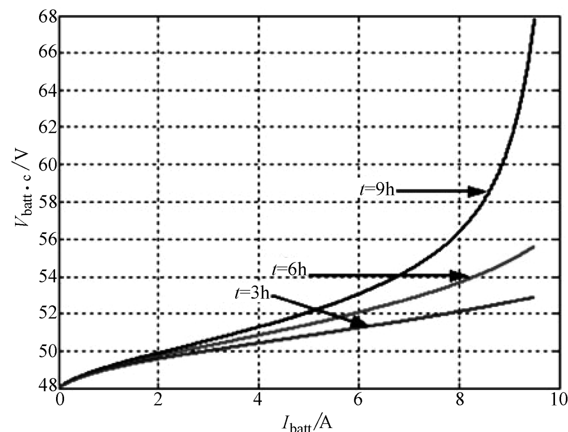


图 5-27　充电时间对电池电压的影响[195]

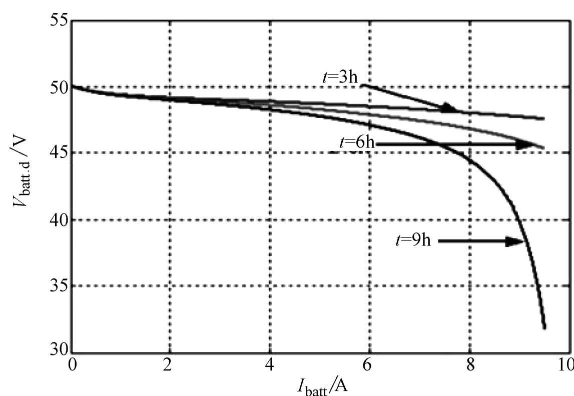


图 5-28　放电时间对电池电压的影响[195]

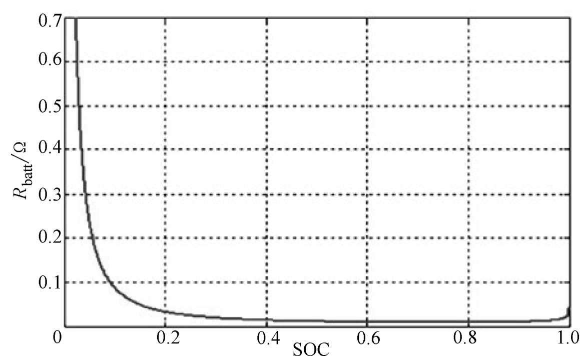


图 5-29　电池内阻（放电）

内阻值会随着温度的降低而增加，这主要是由于电解液的电阻值变化引起的。

5.1.5.7　电池实际阻抗辨识

在实际应用中，通常需要对固定型电池的阻抗进行辨识。其基本的原理是对电池施加一个电压或电流[31]。基于电池内部动力学可知，电池对低频干扰信号能做出适时的

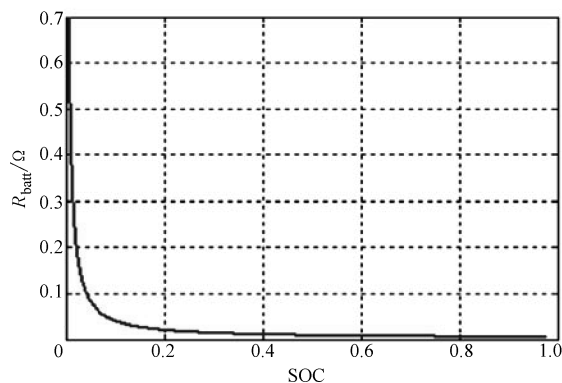


图 5-30　电池内阻（充电）

反应，所以低频激励下的测量结果可以给出更多的电化学信息。例如，确定一种电池（12V，100A·h）充电时的内部阻抗时，可以给电池施加频率为50Hz的正弦交流信号。一个由两个铅酸电池串联组成的储能系统，每个铅酸电池为12V、92A·h。在含有电池的闭合回路中，包括一个可变电阻器（15.8Ω，10A），起到限制电流的作用，还含有一个分流器（250V、10A），利用分流器可以测量环路电流，系统还可以测量交流电压源（0～36V，20A）的电压。测量系统如图5-31所示。

利用示波器同时测量两个电压信号：分流器端子上的电压信号，该电压信号描述了电路中的电流情况；电池端子上的电压。根据两个电压的比值和相位差，则可以计算出电池内部阻抗的绝对值。

测量用数字示波器（Tektronix TDS3032）进行，通道带宽为300MHz，利用该示波器能够对信号进行精确地测量。为了进行分析，把采集到的信号输送到计算机内。两路电压的测量是相同的。图5-32给出了两个测量得到的信号，信号 S_1 为交流电流信号的测量值（变比为50V=1A），信号 S_2 为电池电压的测量信号。



图 5-31　电池阻抗的测量电路

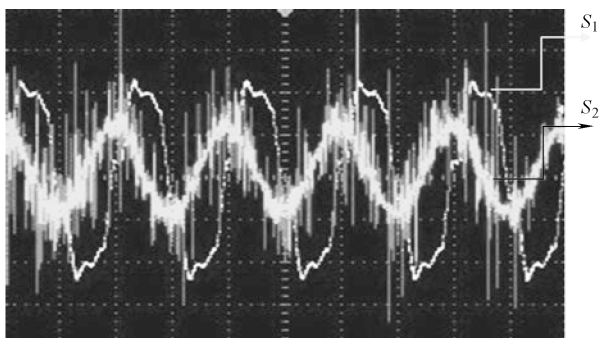


图 5-32　交流电流测量信号（S_1）和电压测量信号（S_2）

电池的表现可以用复阻抗 Z_{batt} 来描述，复阻抗 Z_{batt} 包含电阻 R_{batt} 和电抗 X_{batt} 两部分，有

$$Z_{batt}=R_{batt}-jX_{batt} \tag{5-46}$$

复阻抗的幅值可以通过两个信号幅值的比值来确定，通过两个信号之间的时间差来确定两个信号的相移。

$$|Z_{batt}|=V_{batt}/I_{batt} \tag{5-47}$$

根据 Z_{batt} 的幅值和相移，就可以得到在该荷电状态下的实部 R_{batt} 和虚部 X_{batt}，这些值会随着荷电状态的变化而变化。

第 6 章　光伏泵系统

符号表：

$a(h)$，$b(h)$，$c(h)$，$d(h)$	和工作总扬程相关的系数
a_i，b_i，c_i 和 d_i	取决于光伏泵系统类型的常数
C_i	i 次计算值
h	总扬程
hh，$p \cdot u$	电压基值
i_a	电枢电流
(I_{sd}, I_{sq})（d，q）	定子电流分量
i_F	励磁电流
J	转子和负载的转动惯量
J_{motAC}	交流电动机的转动惯量
Kh	最小化的谐波
K_m	和电动机设计相关的常数
L_F	励磁绕组的电感
L_a	电枢绕组的电感
M_i	i 次测量值
n	测量总数
P_a	电动机泵的输入电功率
p	交流电动机的极对数
R_a	电枢电阻
$R_F + R_{adj}$	总的励磁电阻
R_m	铁损电阻（Ω）
R_s	每相的定子电阻（Ω）
R_r	每相的等效转子电阻（Ω）
T_L	负载转矩
v	端电压
V_a、V_b 和 V_c	对应的相电压
V_s	电动机相电压的有效值（V）
(V_{sd}, V_{sq})（d，q）	定子电压分量
X_m	励磁电抗（Ω）
X_s	定子漏抗（Ω）
X_r	等效转子漏抗（Ω）

σ	漏磁系数
ϕ	每极磁通
(ϕ_{sd}, ϕ_{sq}) (d, q)	定子磁通分量
ω	电动机的旋转速度
ω_{rAC}	交流电动机角速度
ω_s	供电的角频率（rad/s）

在光伏应用领域，光伏泵系统已经成为了一个最有前景的应用方式。为了获得最可靠和最经济的运行模式，更多的注意力集中在了系统的设计和使用的优化两方面。根据不同的应用场合，光伏泵系统可以是表面泵或者潜水泵，还可以是浮动泵[147]。潜水泵位于水面下，表面泵被安装在井附近的水平面上，浮动泵被安装在水面以上。还可以根据运行模式对泵进行分类，主要可以分为离心泵和正排量泵[147]。对于离心泵，叶轮的旋转迫使水进入管道，水的流速和压力取决于驱动叶轮旋转的机械功率和总扬程。排量泵使用活塞或螺杆来控制水量。和离心泵相比，正排量泵在小功率条件下具有更好的效率。

水泵可以使用直流或交流电动机驱动。早期的光伏泵系统主要是基于直流电动机实现的[148]。由于需要经常更换电刷，直流电动机的主要缺点是维修费用高[149]。无刷永磁直流电动机也被引入到了一些光伏系统中[150]。由于近年来异步电动机技术的发展，使得异步电动机在基于交流电动机的泵系统中更加具有吸引力。异步电动机的优点是更好的鲁棒性，维护量大大减小，成本也比直流电动机低[149,150]。

6.1　基于直流电动机的光伏泵系统

6.1.1　概述

光伏水泵系统通常包含一个光伏阵列、一个电动机泵子系统、一个控制器和一个水箱，如图 6-1 所示。电动机泵子系统包含一个直流电动机和一个离心泵。基于直流电动机的光伏泵系统具有两种结构。在第一种结构中（见图 6-2），电动机和光伏阵列直接相连。为了使泵能运行在最大功率，电动机控制器必须能够实现 MPPT。

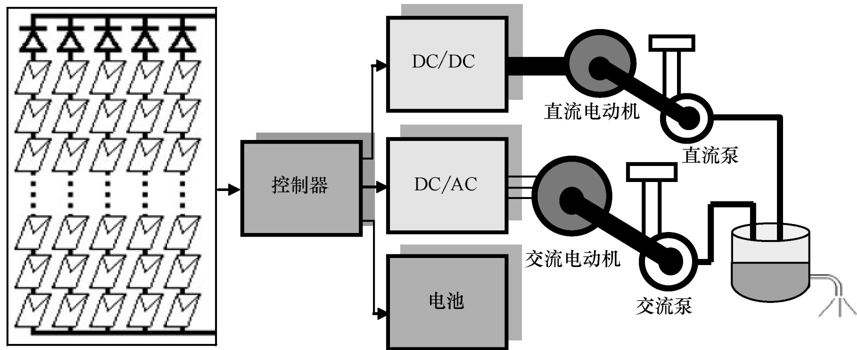


图 6-1　光伏泵系统的总体结构[62]

在第二种结构中，直流电动机由光伏阵列通过一个 DC/DC 变换器供电，由 DC/DC 变换器实现 MPPT 控制（见图 6-3）。

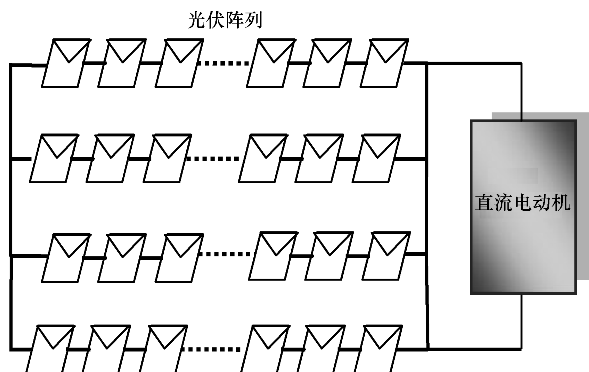


图 6-2 直流电动机作为光伏系统的负载

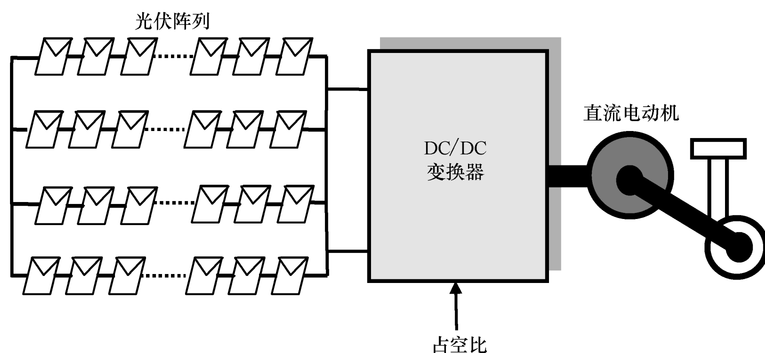


图 6-3 光伏系统通过一个 DC/DC Buck-Boost 变换器给直流电动机供电

6.1.2 系统建模

6.1.2.1 直流电动机模型

直流电动机是消耗直流电能产生机械功率的电动机。在并励的直流电动机里，励磁电路和电枢电路并联。而在串励的直流电动机里，励磁电路和电枢电路串联，励磁电流和电枢电流大小相等。而永磁同步电动机只有电枢回路，磁场是由磁铁产生的。

并励直流电动机

并励直流电动机的等效电路如图 6-4 所示。通过调节和励磁电路串联的电阻 R_{adj} 实现速度控制。

并励直流电动机的数学模型为

$$L_F \frac{di_F}{dt} = V - (R_F + R_{adj}) i_F \tag{6-1}$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V - R_a i_a - K_m \phi \omega \tag{6-2}$$

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = K_{\mathrm{m}}\phi i_{\mathrm{a}} - T_L \tag{6-3}$$

式中，L_{F}为励磁绕组的电感；i_{F}为励磁电流；V为供电电压；$R_{\mathrm{F}} + R_{\mathrm{adj}}$为总的励磁电阻；$L_{\mathrm{a}}$为电枢绕组的电感；$i_{\mathrm{a}}$为电枢电流；$R_{\mathrm{a}}$为电枢电阻；$K_{\mathrm{m}}$为和电动机设计相关的常数；$\phi$ 为每极磁通；ω 为电动机的旋转速度；J 为转子和负载的转动惯量；T_L为负载转矩。

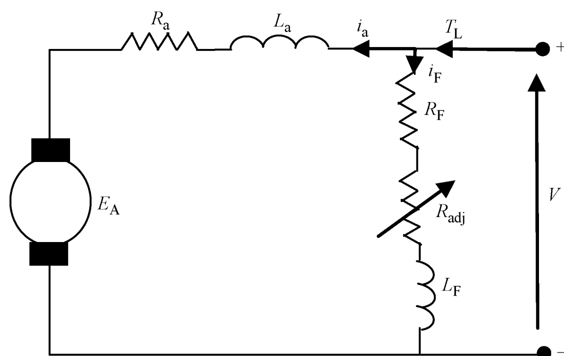


图 6-4　并励直流电动机的等效电路

串励直流电动机

串励直流电动机的等效电路如图 6-5 所示。励磁电路和电枢电路串联，励磁电流和电枢电流相等。

串励直流电动机的非线性动态数学模型为

$$(L_{\mathrm{F}} + L_{\mathrm{a}})\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} = V_{\mathrm{T}} - (R_{\mathrm{F}} + R_{\mathrm{a}})i_{\mathrm{a}} - K_{\mathrm{m}}\phi\omega \tag{6-4}$$

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = K_{\mathrm{m}}\phi i_{\mathrm{a}} - T_L \tag{6-5}$$

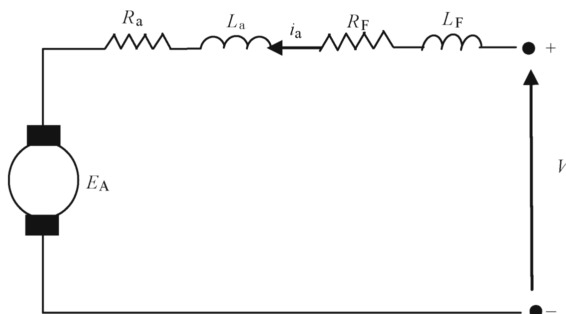


图 6-5　串励直流电动机的等效电路

永磁直流电动机

由于在永磁直流电动机里没有励磁电流也没有励磁绕组，故永磁直流电动机具有运行效率高、结构简单、建造结构鲁棒和功率密度高的优点。随着高能稀土永磁材料

（例如 SmCo 和 NdFeB）的获得变得越来越容易，永磁直流电动机变得越来越具有吸引力，然而这种电动机不能通过调节励磁电流来实现转速控制，但可以仅使用图 6-3 中所示的 DC/DC 变换器就可以实现对系统的 MPPT 控制，等效电路如图 6-6 所示。

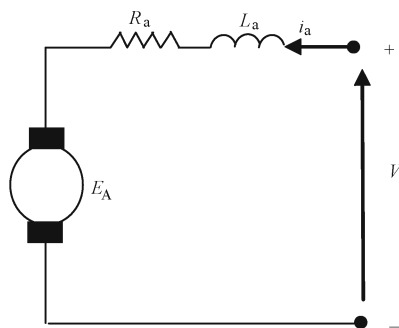


图 6-6　永磁直流电动机的等效电路

永磁直流电动机的动态数学模型为

$$L_a \frac{di_a}{dt} = V - R_a i_a - K_m \phi \omega \tag{6-6}$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = K_m \phi i_a - T_L \tag{6-7}$$

6.1.2.2　离心泵模型

概述

在离心泵中，通过叶轮的旋转迫使水进入管道。水的流速和压力取决于叶轮得到的机械功率和总扬程。离心泵通常只要求单象限驱动。

泵模型

目前对较大的光伏泵系统进行描述还具有许多障碍，其中之一就是缺少能够准确描述系统性能的工具。为了改进光伏泵系统的设计，需要对光伏水泵系统进行研究和建模，电动机泵子系统尤其重要。许多文献对光伏泵系统的模型进行了研究，文献［151］研究了一种方法，在该方法中，把水流量和系统的效率作为供电频率和总扬程的函数，利用该方法可以确定光伏泵系统的性能；文献［152］使用一组微分方程，基于作用于光伏阵列的太阳总辐射水平，来预测光伏泵系统的行为，系统特性包含电流—电压—扬程（I，V，h）之间的关系和水流量—电流—扬程（Q，I，h）之间的关系[153]；文献［154］给出了电流—电压（I_{pv}，V_{pv}）关系和水流量—电压（Q，V）关系；文献［155］对水流量和太阳辐照度之间的关系进行了预测；文献［156］建立了输入电功率和不同扬程下的水流量之间的函数关系。但这些模型都没有给出电动机泵系统的输出水流量和输入电功率之间的直接函数关系。而在实际的电动机泵子系统中，泵的输出水流量和输入电功率之间是直接相关的。泵模型见图 6-7。

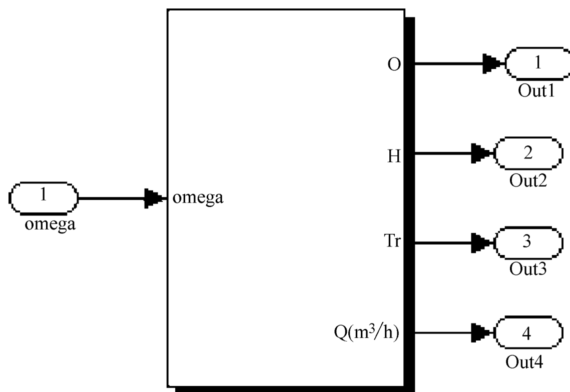


图 6-7　泵模型

本书使用的数学模型给出了在不同总扬程下电动机泵系统的输出水流量和输入电功率之间的直接函数关系。针对不同的泵，使用实验平台进行了实验数据的采集。实验数据包含输入功率、

总扬程和水流量。基于这些实验，利用最小二乘法建立了数学模型。在该模型中，用一个三次拟合多项式来表示水流量和输入功率之间的关系，其具体形式如下[151,152,156]：

$$P_a(h,Q) = a(h)Q^3 + b(h)Q^2 + c(h)Q + d(h) \tag{6-8}$$

式中，P_a为电动机泵的输入电功率；h 为总扬程；Q 为水流量；$a(h)$、$b(h)$、$c(h)$ 和 $d(h)$ 是和工作总扬程相关的系数。

$$a(h) = a_0 + a_1 h^1 + a_2 h^2 + a_3 h^3 \tag{6-9}$$

$$b(h) = b_0 + b_1 h^1 + b_2 h^2 + b_3 h^3 \tag{6-10}$$

$$c(h) = c_0 + c_1 h^1 + c_2 h^2 + c_3 h^3 \tag{6-11}$$

$$d(h) = d_0 + d_1 h^1 + d_2 h^2 + d_3 h^3 \tag{6-12}$$

式中，a_i、b_i、c_i 和 d_i 为取决于光伏泵系统类型的常数。

可以使用 Newton-Raphson 方法，根据功率计算出瞬时流量，对于第 k 次迭代，流量 Q 的计算表达式为

对于 $P_a > 0$

$$Q_k = Q_{k-1} - \frac{F(Q_{k-1})}{F(Q_{k-1})} \tag{6-13}$$

其中

$$F(Q_{k-1}) = aQ_{k-1}^3 + aQ_{k-1}^2 + cQ_{k-1} + d - P_a \tag{6-14}$$

$F'(Q_{k-1})$ 为 $F(Q_{k-1})$ 的导数。

可以通过比较在不同扬程和输入功率下的流量测量值和仿真结果，来验证该模型的有效性。使用均方根误差（RMSE）和平均误差（MBE）作为比较指标，这两个系数的定义如下：

$$\mathrm{RMSE} = \left[\frac{\sum_{i=1}^{n}(C_i - M_i)^2}{\sum_{i=1}^{n} M_i^2}\right]^{0.5} \times 100 \tag{6-15}$$

$$\mathrm{MBE} = \left[\frac{\sum_{i=1}^{n}\left[\frac{|M_i - C_i|}{M_i}\right]}{n}\right] \times 100 \tag{6-16}$$

式中，n 为测量值的总数；C_i 为第 i 次计算值；M_i 为第 i 次测量值。

6.1.3　应用

使用可再生能源发展中心的泵测试系统进行了实验，该中心位于阿尔及利亚首都阿尔及尔[60]。测试系统主要包括三十个单晶光伏组件（总峰值功率为 2.2kWp）、几个泵、一个水箱、一个空气/水调压容器、一个空气压缩机、一套管道系统和相关的测量设备。通过电动阀门，可以在 0 ~ 120m 之间设置水的扬程和在 0 ~ 30m^3/h 之间

设置水的流量。

针对两台离心泵 C_1（400W）和 C_2（1000W）进行了实验，记录下两台水泵 C_1 和 C_2 在不同扬程下的水流量 Q 和输入功率 P。图6-8和图6-9给出了 Q-P 曲线，图6-10和图6-11分别给出了两台泵的RMSE和MBE指标。由图6-8～图6-11可以看出，实验数值和计算数值之间具有较好的一致性。RMSE和MBE具有较小的数值，验证了模型的有效性。

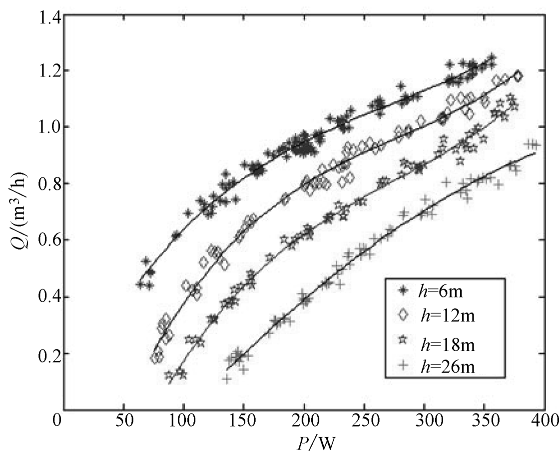


图6-8 扬程分别为6、12、18、26m时，泵 C_1 的 Q-P 特性曲线[62]

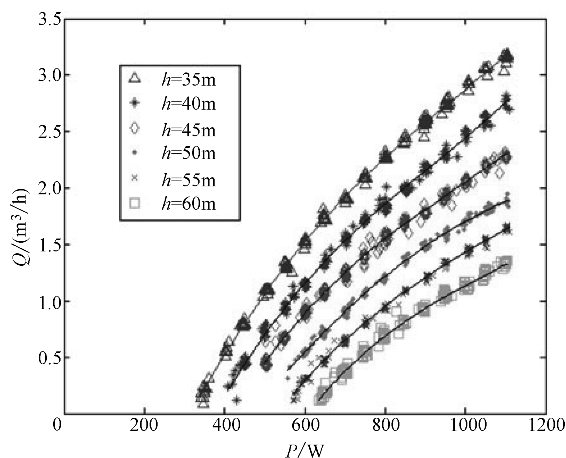


图6-9 扬程分别为35、40、45、50、55、60m时，泵 C_2 的 Q-P 特性曲线[62]

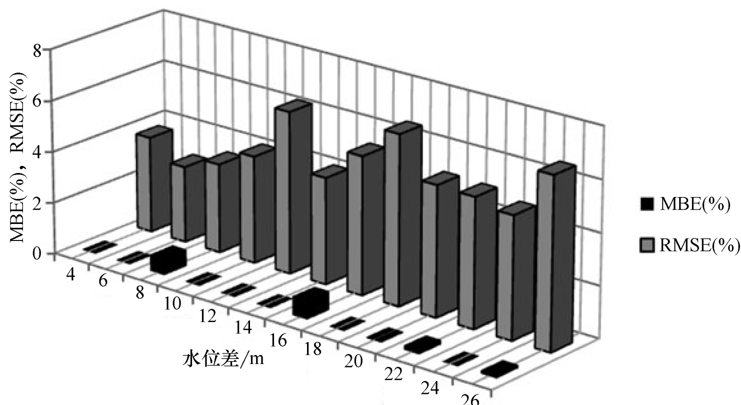


图6-10 泵 C_1 的RMSE和MBE结果[62]

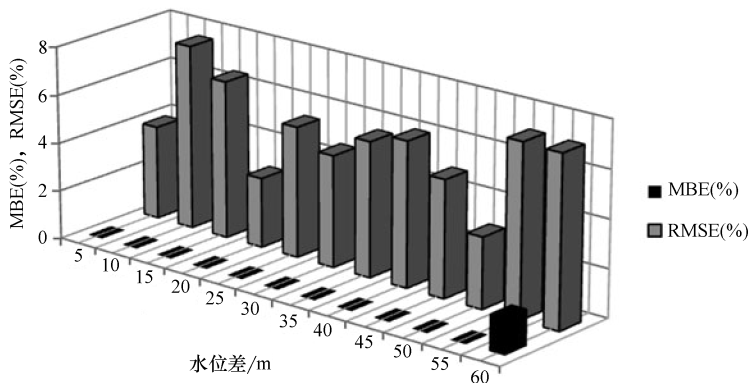


图 6-11　泵 C_2 的 RMSE 和 MBE 结果[62]

6.2　基于交流电动机的光伏泵系统

6.2.1　概述

基于感应电动机的光伏泵系统由光伏阵列、电动机泵子系统、控制器和水箱构成(见图 6-12)。电动机泵子系统包含一个电动机、一个泵和一个功率变换器。

控制器把光伏阵列和电动机泵子系统连接起来。当使用交流电动机时，在逆变器中可能含有控制器[158]。通常水箱作为储水装置，把水存储于电池中，而不是把电能存储于电池中，这样做可以降低系统的复杂性和成本。

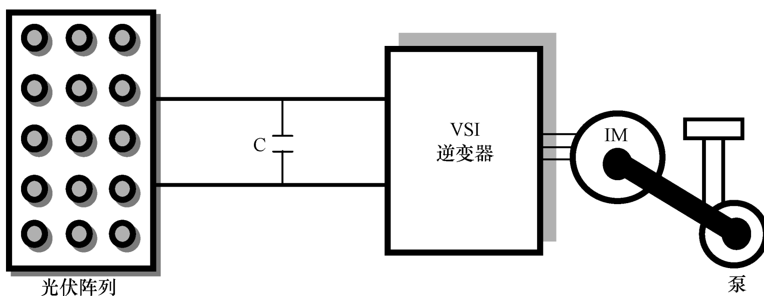


图 6-12　基于感应电动机的光伏泵系统框图

6.2.2　系统建模

6.2.2.1　异步电动机的 d-q 模型

使用在正交的定子坐标系上的电压方程和磁链方程对异步电动机进行建模[157]：

定子电压方程：

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \tag{6-17}$$

式中，(I_{ds}，I_{qs})、(V_{ds}，V_{qs}) 和 (Φ_{ds}，Φ_{qs}) 分别为定子电流、电压和磁通在 (d，q) 轴上的分量，R_s 为每相的定子电阻。

转子电压方程：

$$\begin{cases} 0 = V_{dr} = R_r I_{dr} + \dfrac{d\Phi_{dr}}{dt} + p\omega_{rAC}\Phi_{qr} \\ 0 = V_{qr} = R_r I_{qr} + \dfrac{d\Phi_{qr}}{dt} - p\omega_{rAC}\Phi_{dr} \end{cases} \tag{6-18}$$

式中，I_{dr}、I_{qr}分别为 (d，q) 轴上的转子电流分量；Φ_{dr}、Φ_{qr}分别为 (d，q) 轴上的转子磁链分量；R_r为转子电阻。

可以获得如下的数学模型：

$$\begin{bmatrix} \dfrac{di_{ds}}{dt} \\ \dfrac{di_{qs}}{dt} \\ \dfrac{di_{dr}}{dt} \\ \dfrac{di_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma}\begin{bmatrix} -\dfrac{R_s}{L_s} & \dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m^2}{L_s\cdot L_r} & \dfrac{L_m\cdot R_r}{L_s\cdot L_r} & \dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m}{L_s} \\ -\dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m^2}{L_s\cdot L_r} & -\dfrac{R_s}{L_s} & \dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m}{L_s} & \dfrac{L_m\cdot R_r}{L_s\cdot L_r} \\ \dfrac{L_m\cdot R_s}{L_s\cdot L_r} & -\dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m}{L_r} & -\dfrac{R_s}{L_r} & -p\cdot\omega_{rAC} \\ \dfrac{p\cdot\omega_{rAC}\cdot L_m}{L_r} & \dfrac{L_m\cdot R_s}{L_s\cdot L_r} & p\cdot\omega_{rAC} & -\dfrac{R_s}{L_r} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} +$$

$$\frac{1}{\sigma}\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_s} \\ -\dfrac{L_m}{L_s\cdot L_r} & 0 \\ 0 & -\dfrac{L_m}{L_s\cdot L_r} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \tag{6-19}$$

式中，L_m为电机的磁化电感；L_s 和 L_r 为定子和转子电感。

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

机械方程

$$T_{emAC} - T_{Load} = J_{motAC}\cdot\frac{d\omega_{rAC}}{dt} \tag{6-20}$$

式中，ω_{rAC}为交流电动机的角速度；J_{motAC}为交流电动机的转动惯量。

电磁转矩的表达式为

$$T_{emAC} = p(\Phi_{ds}i_{qs} - \Phi_{qs}i_{ds}) \tag{6-21}$$

式中，p 为交流电动机的极对数。

$$\Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}$$
$$\Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}$$

在 MATLAB/Simulink 中建立了电动机的模型（见图6-13）。

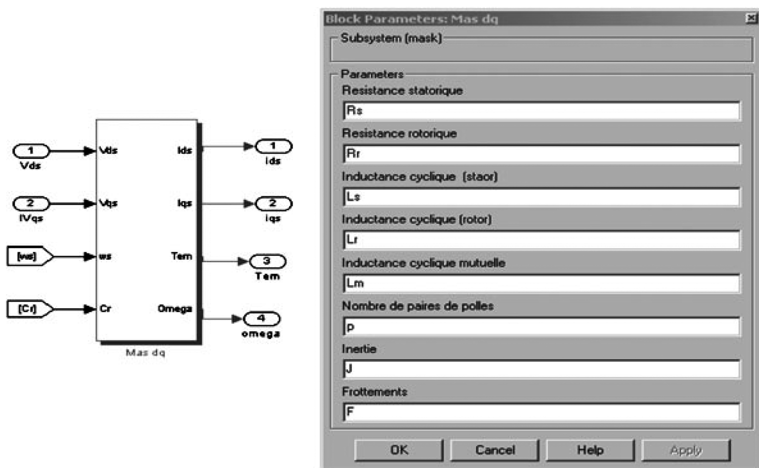


图6-13 电动机模块框图

6.2.2.2 同步电动机的 d-q 模型

使用正交的（d-q）旋转参考坐标系，I_{ds}和I_{qs}为（d，q）轴的定子电流，基于 Park 旋转变换的电动机模型如下列方程所示[159]：

$$V_{ds} = R_s I_{ds} - L_q \omega_{rAC} I_{qs} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt}$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_d \omega_{rAC} I_{ds} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} + \omega_{rAC} \Phi_f \tag{6-22}$$

式中，R_s为电枢绕组的电阻；L_d和L_q分别为 d 轴和 q 轴的电感；Φ_f为励磁磁通；V_{ds}和V_{qs}分别为 d 轴和 q 轴电压；I_{ds}和I_{qs}分别为 d 轴和 q 轴电流；ω_{rAC}为转子的角速度。

机械方程为

$$J \cdot \frac{d\Omega_{rAC}}{dt} T_{emAC} - T_{Load} \tag{6-23}$$

其中

$$T_{emAC} = p(\Phi_f I_{qs} + (L_d - L_q) I_{ds} I_{qs}) \tag{6-24}$$

6.2.2.3 排量泵

概述

排量泵使用活塞或螺杆来控制水的流量（见图6-14）。和离心泵相比，正排量泵在低功率条件下具有更好的效率。

泵模型

使用和上文相同的模型（见“泵模型”一节）。

6.2.2.4 应用



图6-14 排量泵的例子

使用可再生能源发展中心的泵测试系统进行了实验，该中心位于阿尔及利亚首都阿尔及尔[62]，实验中使用了排量泵 D_1。为了对 D_1 进行测试，记录了在不同总扬程下的水流量 Q 和输入电功率 P。

图6-15 给出了 Q-P 曲线，图6-16 给出了相关的 RMSE 和 MBE 指标。由图6-15 中可以看出实验数据和计算数据之间存在着很好的一致性。图6-16 中给出的 RMSE 值和 MBE 值也不大，这验证了模型的有效性。

6.2.2.5 电压源逆变器模型

自然 PWM 策略

使用自然 PWM 策略来驱动全桥的 DC/AC 逆变器，调制系数为 m，载波频率和调制波频率的比为 r。

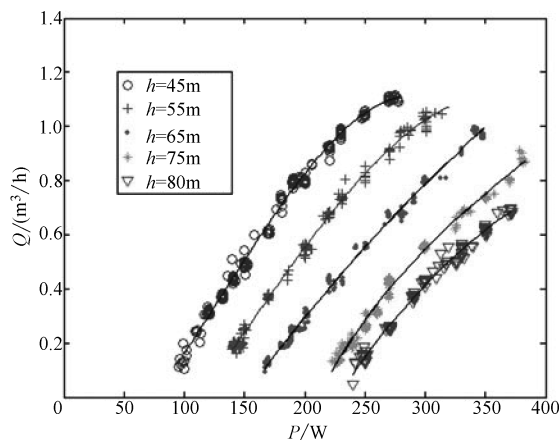


图6-15 在45、55、65、75和80m扬程下，泵 D_1 的 Q-P 曲线[62]

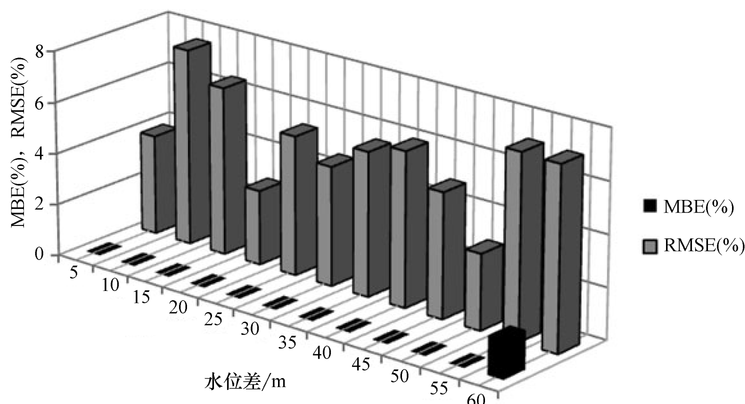


图6-16 泵 D_1 的 RMSE 和 MBE 实验结果[62]

在逆变器的输入端接有电容，如图 6-12 所示，电容的作用是平滑直流源的输出电压，同时减小直流源的阻抗。三相逆变器中含有三个桥臂，一个桥臂对应于一相。假设开关器件和二极管是理想器件，利用高频的三角载波 V_p 对低频的正弦信号（V_a、V_b、V_c）进行调制，来产生控制信号。两个波形交叉的时刻就是功率开关器件的开通或关断时刻（见图 6-17、图 6-18）。

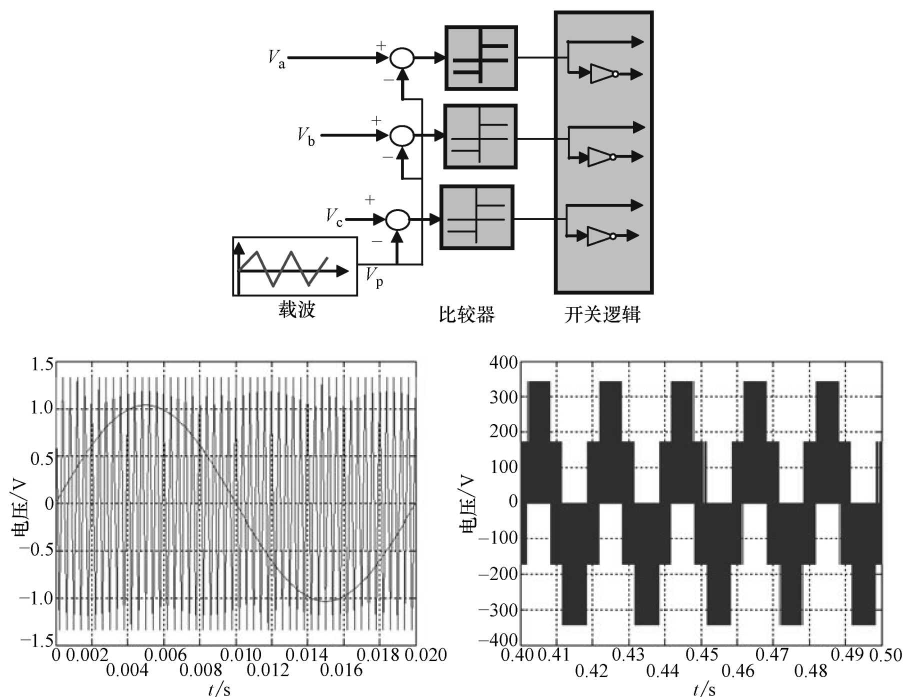


图 6-17　正弦 PWM 策略和电压波形

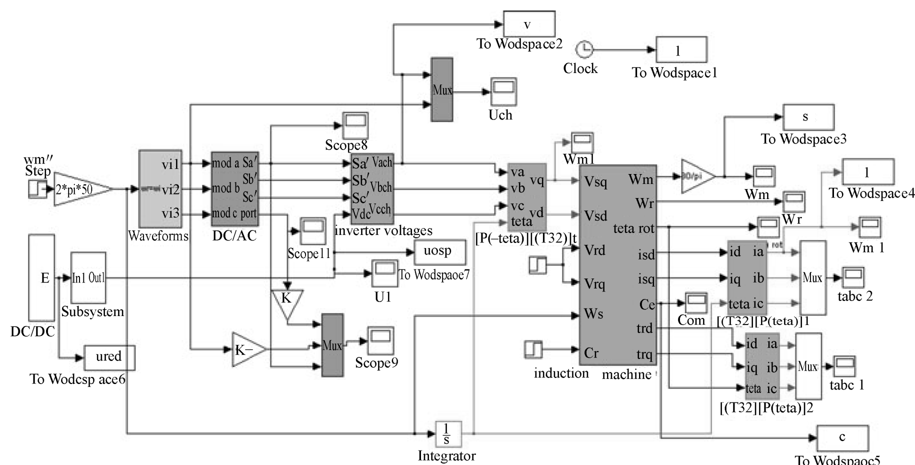


图 6-18　由 MLI 逆变器供电的异步电动机子系统

消谐 PWM 策略

所谓的消谐 PWM 策略就是一方面消除方波中不希望产生的谐波；另一方面又能够对基波电压分量进行控制，其实现方法是在一定的相角处设置一定的凹口（见图 6-19）。通过合理的设置凹口就可以消除特定的谐波分量，同时还可以对基波的电压进行控制[158]。

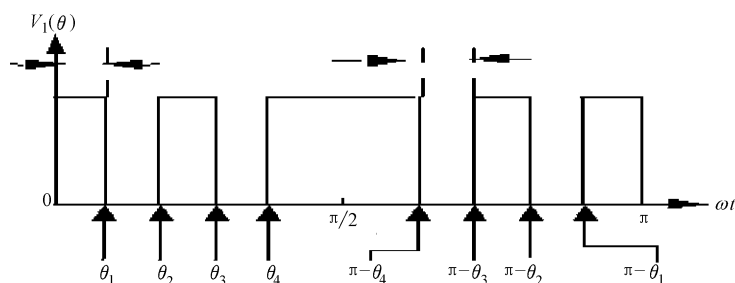


图 6-19 经过优化的 PWM 信号

控制信号 C_1 的 Fourier 级数展开为

$$C_1(\omega t)=a_0+\sum_{n=1}^{\infty}a_n\cdot\cos(n\cdot\theta)+\sum_{n=1}^{\infty}b_n\cdot\sin(n\cdot\theta) \tag{6-25}$$

其中

$$\left[\begin{array}{c} a_0=0 \\ a_n=\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}C_1(\theta)\cdot\cos(n\cdot\theta)\mathrm{d}\theta \\ b_n=\dfrac{2}{\pi}\displaystyle\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}}C_1(\theta)\cdot\sin(n\cdot\theta)\mathrm{d}\theta \\ \theta=\omega t \end{array}\right] \tag{6-26}$$

对于 1/4 周期对称的波形，只存在正弦奇次谐波，因此相关的系数为

$$\left[\begin{array}{c} a_0=0 \\ b_n=\dfrac{4}{\pi}\displaystyle\int_{0}^{-\frac{\pi}{2}}\left[C_1(\theta)-\dfrac{1}{2}\right]\cdot\sin(n\cdot\theta)\mathrm{d}\theta \end{array}\right] \tag{6-27}$$

进而，可以得到如下的超越方程：

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}-\cos(\theta_1)+\cos(\theta_2)-\cos(\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(\theta_n)=hh \\ \frac{1}{2}-\cos(5\theta_1)+\cos(5\theta_2)-\cos(5\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(5\theta_n)=0 \\ \frac{1}{2}-\cos(7\theta_1)+\cos(7\theta_2)-\cos(7\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(7\theta_n)=0 \\ \frac{1}{2}-\cos(11\theta_1)+\cos(11\theta_2)-\cos(11\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(11\theta_n)=0 \\ \frac{1}{2}-\cos(13\theta_1)+\cos(13\theta_2)-\cos(13\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(13\theta_n)=0 \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ \frac{1}{2}-\cos(j\theta_1)+\cos(j\theta_2)-\cos(j\theta_3)+\cdots\cdots+\cos(j\theta_n)=0 \end{bmatrix} \tag{6-28}$$

式中，hh 为经过标幺的基波电压值。

可以用 MATLAB 语言编写的算法求非线性超越方程的解，确定出 θ_1、$\theta_2\cdots\theta_n$ 的值（见表 6-1，见图 6-20）。

表 6-1　消除 5、7、11…31 次谐波的凹口角度值

谐波次数	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}
5	12.00									
5,7	16.25	22.05								
5,7,11	8.74	24.39	27.75							
5,7,11,13	10.54	10.09	30.90	32.86						
5,7,11,13,17	6.79	17.30	21.03	34.67	35.99					
5,7,11,13,17,19	7.80	12.67	23.08	25.62	38.11	38.99				
5,7,11,13,17,19,23,25	6.19	10.45	18.40	21.04	30.49	32.85	42.43	42.90		
5,7,11,13,17,19,23,25 29,31	5.13	8.90	15.29	17.88	25.39	26.98	35.40	36.22	45.33	45.61

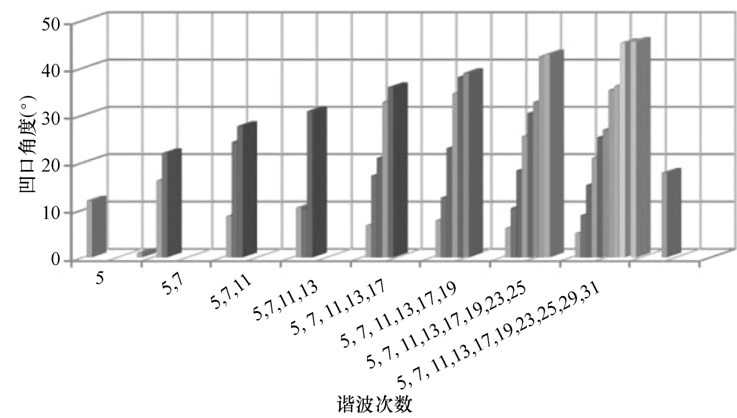


图 6-20　消除不同次数谐波对应的凹口角度

应用

该应用实例是在由电压源逆变器供电的交流电动机的基础上建立起来的。通过位置传感器产生逆变器控制信号，来实现对电动机的地控制。该传感器安装在电动机的转子轴上，使供电频率随着转子频率值的变化而变化。仿真和实验结果如图 6-21 所示[159]。

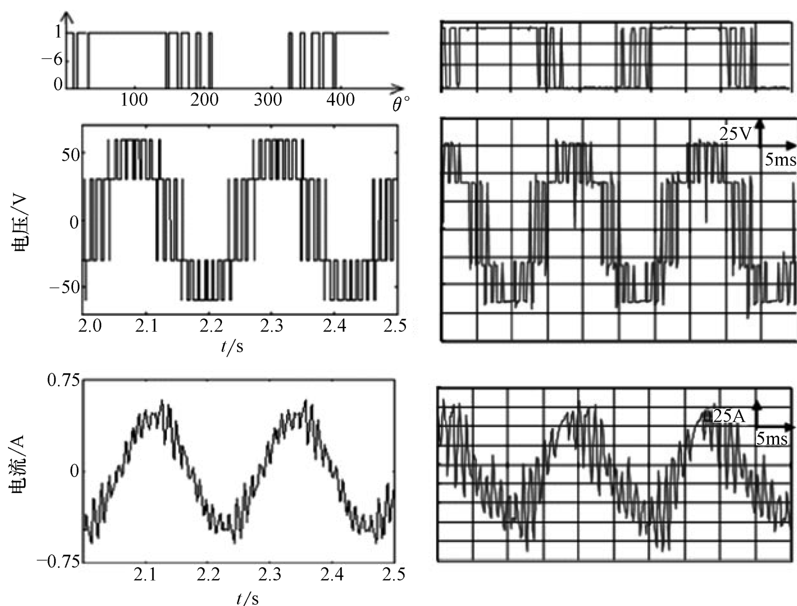


图 6-21 消除 5、7、11 和 13 次谐波情况下的仿真和实验结果

谐波最小化策略

可以利用另外一种方法来产生 PWM 控制信号，在该方法中对性能指标进行了考虑，对不期望的谐波效果定义了相关的性能指标，进而选择开关角度使得基波电压可控，同时使得性能指标最小。该方法又称为最小失真 PWM 技术，在该方法中，总谐波失真系数（THD）最小，同时设置开关角度的适当位置来实现 THD 最小和对基波电压的控制。由于高次谐波容易通过滤波的方法被抑制，所以只考虑次数在 n 以下的谐波，对这些谐波施以不同的权重，权重随着频率的增加而减小。THD 定义为

$$\mathrm{THD}=\sqrt{\sum_{kh\neq 1}^{n}\left(\frac{V_{kh}}{kh}\right)^{2}} \tag{6-29}$$

6.2.3 基于标量控制的光伏系统

感应电动机的稳态性能可以利用传统的等效电路进行描述（见图 6-22），其中 V_s 为电动机相电压的有效值（V），R_s 为每相定子电阻（Ω），R_r 为每相等效的转子电阻（Ω），R_m 为铁损电阻（Ω），$X_r=\omega_s(L_r-L_m)$ 为等效的转子漏抗（Ω），$X_m=\omega_s L_m$ 为励磁电抗（Ω），ω_s 为供电的角频率（rad/s），ω_{rAC} 为电动机转速（rad/s），转差率为

$$g=\frac{\omega_s-p\cdot\omega_{rAC}}{\omega_s} \tag{6-30}$$

式中，p 为极对数。

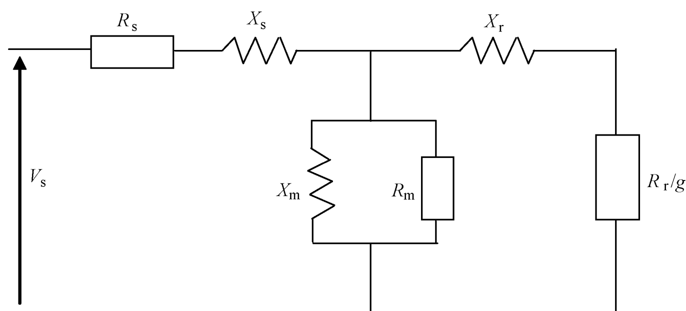


图 6-22　感应电动机的等效电路

假设 R_m 无穷小，那么利用 X_r 和 R_r/g 可以把定子电流 I_s 和转子电流 I_r 联系起来，相量表达式为

$$\bar{I}_s = \bar{I}_r + \frac{(R_r/g + jX_r)\bar{I}_r}{jX_m} = \frac{R_r/g + jL_r\omega_s}{jL_m\omega_s}\bar{I}_r$$

进而可以容易地计算出 I_r 和 V_s 之间的函数关系，有

$$\bar{I}_r = \frac{j\omega_s L_m V_s}{R_s R_r/g - \omega_s^2(L_r L_s - L_m^2) + j\omega_s(R_r L_s/g + R_s L_r)}$$

电磁转矩的表达式为

$$T_{emAC} = 3\frac{R_r}{g}I_r^2/(\omega_s/p)$$

$$T_{emAC} = 3pV_s^2 \frac{\frac{R_r}{g}\omega_s L_m^2}{\left[\frac{R_r R_s}{g} - \omega_s^2(L_s L_r - L_m^2)\right]^2 + \omega_s^2\left[\frac{R_r R_s}{g} + R_s L_r\right]^2} \tag{6-31}$$

转换得到的机械功率、定子电流和定子功率的表达式为

$$P_{conv} = 3\frac{R_r}{g}I_r^2(1-g) \tag{6-32}$$

$$I_s = \left[1 + \frac{R_r/g + j(L_r - L_m)\omega_s}{jL_m\omega_s}\right]I_r = \left[\frac{R_r/g + jL_r\omega_s}{jL_m\omega_s}\right]I_r \tag{6-33}$$

$$P_s = P_{conv} + P_{jr} + P_{js} \tag{6-34}$$

由上式（6-32）、式（6-33）和式（6-34），可以得到定子吸收的总功率表达式为

$$P_s = 3\left[\frac{R_r}{g} + R_s\frac{(R_r/g)^2 + L_r^2\omega_s^2}{L_m^2\omega_s^2}\right]I_r^2$$

根据电动机转速有

$$P_s = 3k^2\left[\frac{(\omega_s - p\omega_{rAC})\omega_s}{R_r\left(\frac{L_s}{L_r}\right)^2} + R_s\frac{R_r^2 + L_r^2(\omega_s - p\omega_{rAC})^2}{L_m^2\omega_s^2}\right]V_s^2 \tag{6-35}$$

式中

$$k^2=\frac{L_s^2R_r^2}{[R_rR_s-g\omega_s^2(L_sL_r-L_m^2)]^2+\omega_s^2[R_rL_s+gR_sL_r]^2}$$

在变速传动系统中，电动机的气隙磁通不随频率变化而变化，这样电动机就能够产生恒定的转矩。如果令 V_s/f_s（或 V_s/ω_s）等于该值在额定工况下的值，就能够使得气隙磁通不变。为了补偿低频时由于定子电阻引起的电压降，需要在相电压上补偿提升电压 V_{s0}。对于空气动力学负载，可以设定定子电压和频率之间的变化关系为

当 $0\leqslant f\leqslant f_N$　　$V_s=V_{s0}+x\cdot f_s$

当 $f\geqslant f_N$　　$V_s=V_N$

其中 $x=(V_N-V_{s0})/f_N$ 为变化关系中线性部分的斜率，如图 6-23 所示。

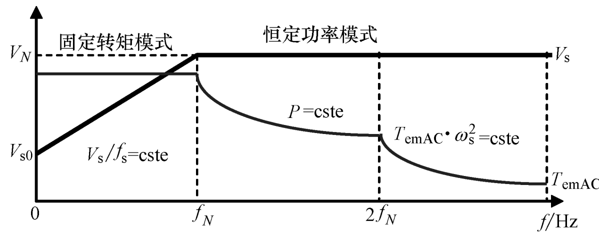


图 6-23　标量控制

6.2.4　基于感应电动机矢量控制的光伏系统

令转子磁链 Φ_r 的方向和直轴的方向一致有

$$\begin{cases}\Phi_{dr}=\Phi_r\\ \Phi_{qr}=0\end{cases}\tag{6-36}$$

可得

$$\begin{cases}V_{ds}=R_sI_{ds}+\sigma L_s\dfrac{dI_{ds}}{dt}+\dfrac{L_m}{L_r}\dfrac{d\Phi_r}{dt}-\omega_s\cdot\sigma L_s\cdot L_{qs}\\ V_{qs}=R_sI_{qs}+\sigma L_s\dfrac{dI_{qs}}{dt}+\omega_s\dfrac{L_m}{L_r}\Phi_r+\omega_s\cdot\sigma L_s\cdot L_{ds}\\ \omega_{rAC}=\dfrac{L_m}{T_r}\dfrac{I_{qs}}{\Phi_r}\\ T_{emAC}=p\dfrac{L_m}{L_r}(\Phi_r\cdot I_{qs})\end{cases}\tag{6-37}$$

假设 $d\Phi_r/dt=0$，电压给定值的产生方法为（见图 6-24）：

$$\begin{cases}V_{ds}^*=(R_s+s\sigma L_s)I_{ds}=V_{ds}+\omega_s\sigma L_sI_{qs}=V_{ds}+e_{ds}\\ V_{qs}^*=(R_s+s\sigma L_s)I_{qs}=V_{qs}-\left(\omega_s\dfrac{L_m}{L_r}\Phi_r+\omega_s\sigma L_sI_{ds}\right)=V_{qs}-e_{qs}\end{cases}\tag{6-38}$$

漏磁系统 σ 的定义为

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \tag{6-39}$$

间接矢量控制系统的结构如图 6-25 所示。基于感应电动机矢量控制的光伏泵系统如图 6-26 所示。

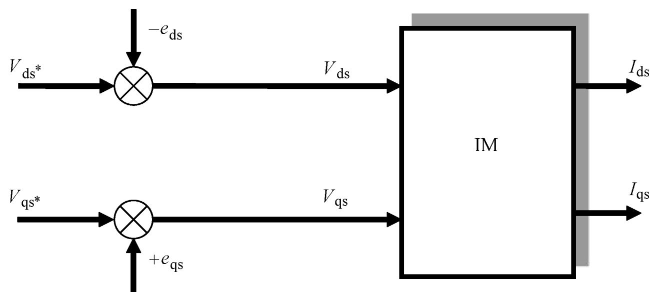


图 6-24　解耦调节器的结构

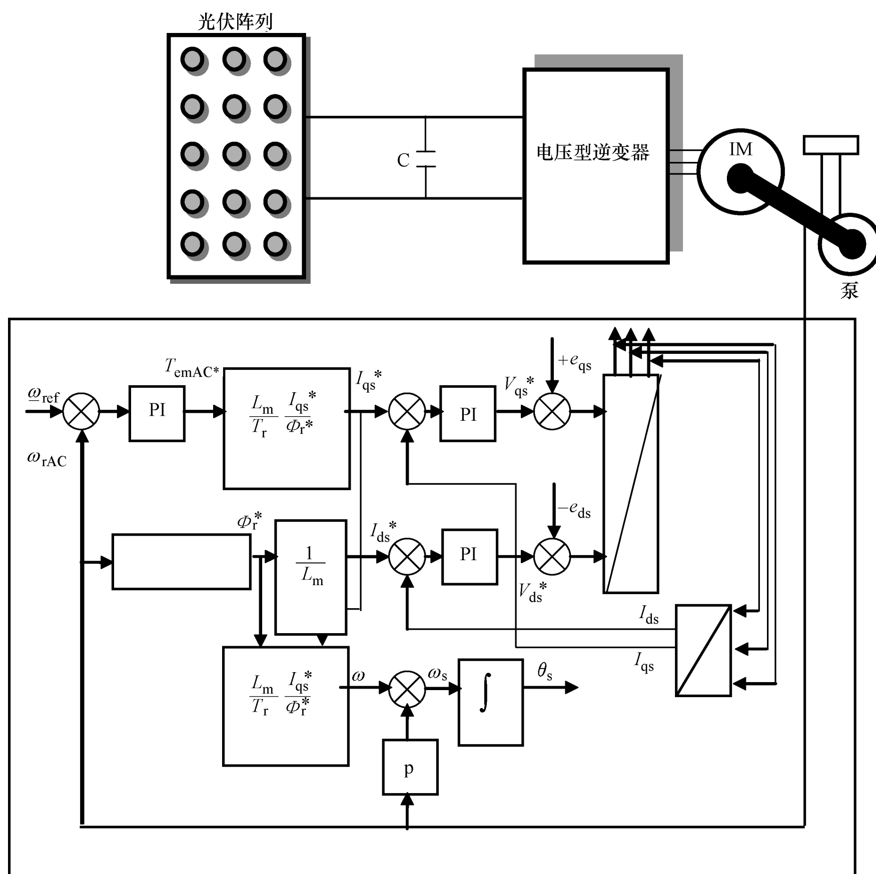


图 6-25　间接矢量控制框图

泵转矩和速度之间的关系为

$$T_{emAC}=KP\cdot\omega_{rAC}^{2} \tag{6-40}$$

式中，KP 为泵常数。

可得感应电动机的机械输出功率为

$$P_{mec}=KP\cdot\omega_{rAC}^{3} \tag{6-41}$$

忽略逆变器和电动机中的能量损失，根据能量守恒关系（$P_{in}=P_{out}=P_{pv}$），角速度为

$$\omega_{rAC}=\sqrt[3]{\frac{P_{pv}}{KP}} \tag{6-42}$$

感应电动机泵的机械扭矩可写为

$$T_{emAC}=\sqrt[3]{KP\cdot P_{pv}^{2}} \tag{6-43}$$

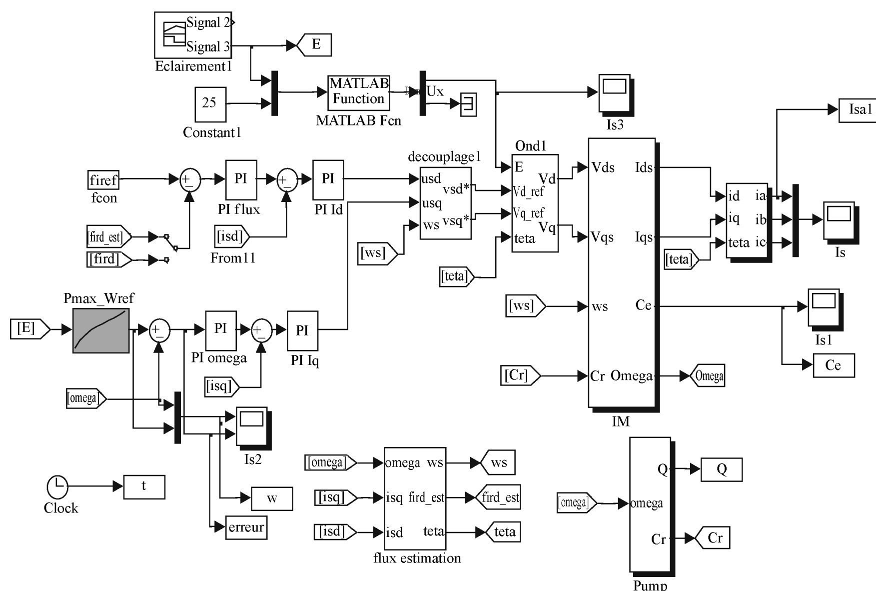


图 6-26　基于感应电动机矢量控制的光伏泵系统

6.2.5　基于直接转矩控制（DTC）的光伏系统

6.2.5.1　DTC 控制的原理

感应电动机的直接转矩控制（Direct Torque Control，简称 DTC）是一种性能优良的控制方法。其特点是直接对定子磁链和转矩进行控制，而不使用传统的电流控制技术，为提高电动机和电压源逆变器的性能，提供了一套系统的解决方案[147,148]。在原理上，DTC 控制方法主要是基于瞬时空间矢量理论建立起来的。通过对每个采样周期中使用的空间电压矢量进行优化，利用 DTC 控制方法可以实现对定子磁链和转矩的有效控制[148]。因而，空间电压矢量的数目和开关频率直接影响着 DTC 控制系统的性能。对于一个预定的 PWM 策略，驱动系统在低速和高速时的性能（转矩、开关频率和转矩响应

等方面）有很大的不同。

6.2.5.2　DTC 系统的结构

图 6-27 给出了 DTC 控制的结构。在该系统中，通过定子变量和机械转速（或仅仅使用定子变量）计算出磁链和转矩的瞬时值，直接对定子磁链和转矩进行控制。对于三相电压源型逆变器，可以产生八个作用于电动机上的电压矢量，其中包括六个非零电压矢量和两个零电压矢量。

可以使用电流的测量值和电压矢量对定子磁链进行估计[161]，方法为

$$\boldsymbol{\Phi}_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s i_s)\,\mathrm{d}t \tag{6-44}$$

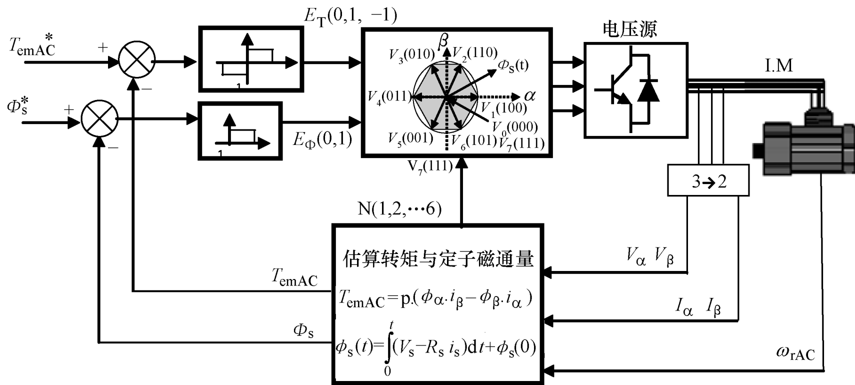


图 6-27　传统的异步电动机直接转矩控制框图

由于定子电阻 R_s 相对较小，电压降 $R_s i_s$ 可以被忽略（高频，$V_s \gg R_s i_s$），可得

$$\boldsymbol{\Phi}_s(t) = V_s \cdot T + \boldsymbol{\Phi}_s(0) \tag{6-45}$$

式中，$\boldsymbol{\Phi}_s(0)$ 为采样周期开始时的初始值；T 为采样周期，在时间 T 内，作用于电动机上的电压矢量为 V_s。

可以看出定子磁链直接取决于电压矢量 V_s 和采样周期 T。

通过表 6-2 选择定子电压矢量 V_s，在表 6-2 中，E_T 和 E_Φ 的值通过图 6-27 中的滞环比较器来产生。

表 6-2　传统 DTC 的开关表

E_T	E_Φ	N					
		1	2	3	4	5	6
$E_T=1$	$E_\Phi=1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$E_\Phi=0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$E_T=0$	$E_\Phi=1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$E_\Phi=0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

两个滞环比较器的输入为转矩误差和磁链误差，两个误差分别为

$$\text{error_}T(t)=T_{\text{eref}}-T_{\text{emAC}} \qquad E_T=T_{\text{eref}}-T_{\text{emAC}} \tag{6-46}$$

$$\begin{aligned}&\text{error_}\phi(t)=\phi_{\text{sref}}-\phi_{\text{s}}\\&E_{\varphi}=\phi_{\text{sref}}-\phi_{\text{s}}\end{aligned} \tag{6-47}$$

其中

$$\phi_{\text{s}}=\sqrt{(\phi_{\text{s}\alpha})^2-(\phi_{\text{s}\beta})^2} \tag{6-48}$$

表6-2给出了传统直接转矩控制中逆变器的开关状态。磁链扇区的定义和逆变器电压矢量如图6-28所示。对于每一个可能的开关状态，其输出电压能够利用下式（6-46）表示成空间矢量的形式。

$$V_{\text{s}}=V_{\text{s}\alpha}+\text{j}V_{\text{s}\beta}=\sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{\text{a}}+V_{\text{b}}\exp\left(\text{j}\frac{2\pi}{3}\right)+V_{\text{c}}\exp\left(\text{j}\frac{4\pi}{3}\right)\right] \tag{6-49}$$

式中，V_{a}、V_{b} 和 V_{c} 分别为对应的相电压。

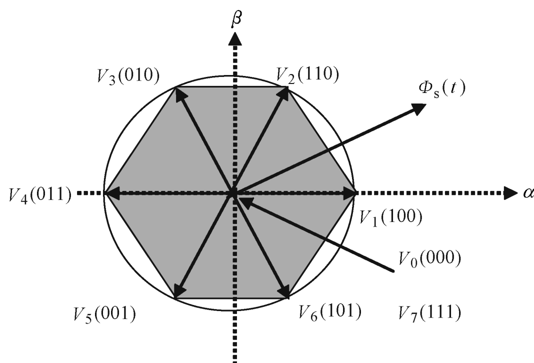


图6-28　逆变器电压矢量在空间矢量平面上的运动

6.2.5.3　感应电动机中的应用

把直接转矩控制应用到感应电动机中，并通过MATLAB/Simulink软件进行仿真，感应电动机的仿真模型如图6-29所示。

图6-30给出了定子磁链控制仿真图。完成磁链估计后，对磁链模值的估计值和其给定值进行比较，然后通过滞环比较器产生磁链控制信号（*fx_con*）。

图6-31给出了电磁转矩控制的仿真图。图6-32给出了整个系统的仿真图。图6-33给出了部分仿真结果。

6.2.5.4　由光伏发电装置供电的直接转矩控制的异步电动机

整个系统概述

图6-34给出了整个系统（由光伏发电装置供电的直接转矩控制的异步电动机仿真）的框图。

MATLAB/Simulink 环境下的应用

图6-35给出了一个在MATLAB/Simulink环境下的应用实例。图6-36给出了部分仿真结果。

图 6-29　异步电动机的仿真框图

图 6-30　定子磁链控制的仿真图

图 6-31　电磁转矩控制的仿真图

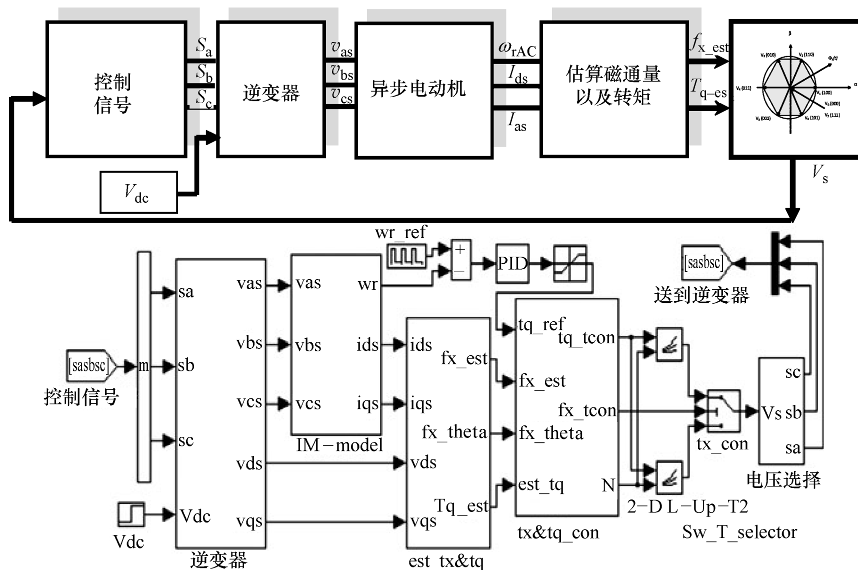


图 6-32　整个直接转矩控制的仿真图

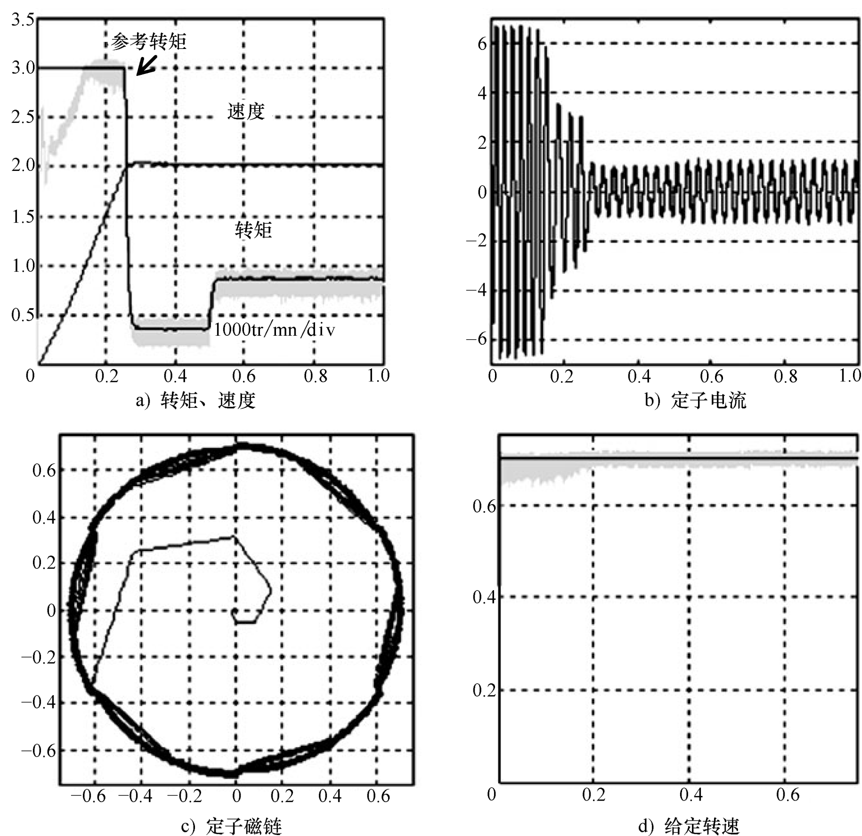


图 6-33　转矩、速度、定子电流、定子磁链和给定转速的变化曲线

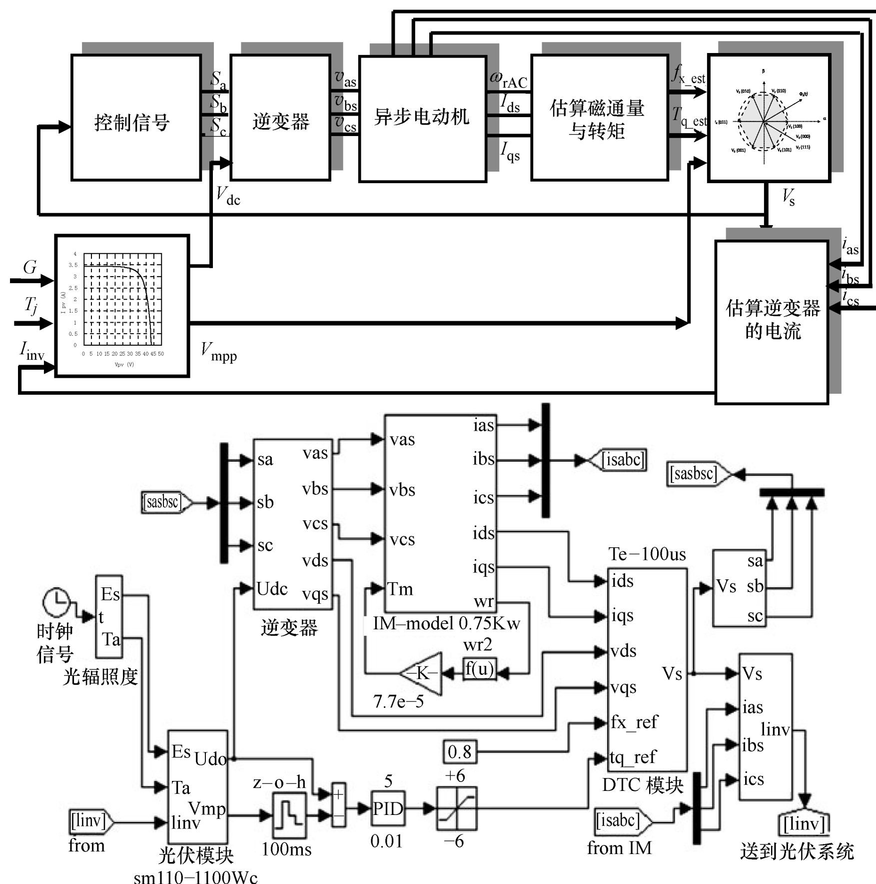


图 6-34　由光伏发电装置供电的直接转矩控制的异步电动机仿真图

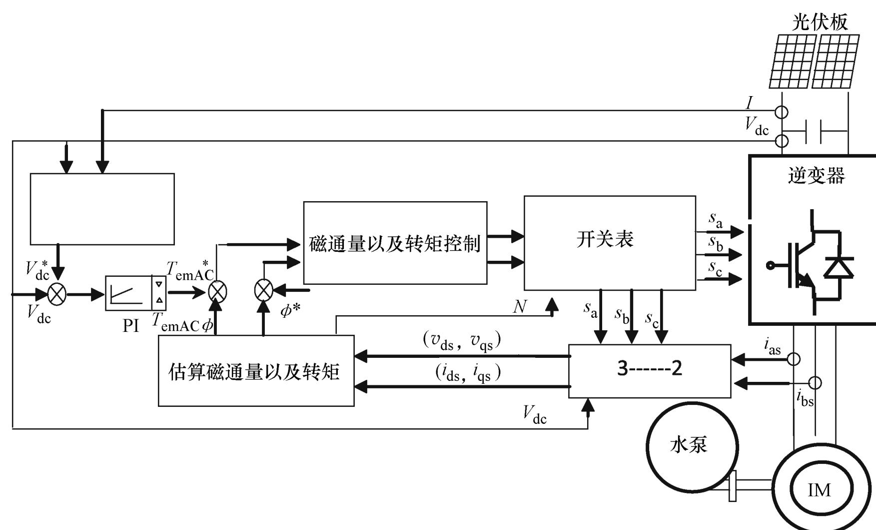


图 6-35　MATLAB/Simulink 环境下研究的应用实例系统

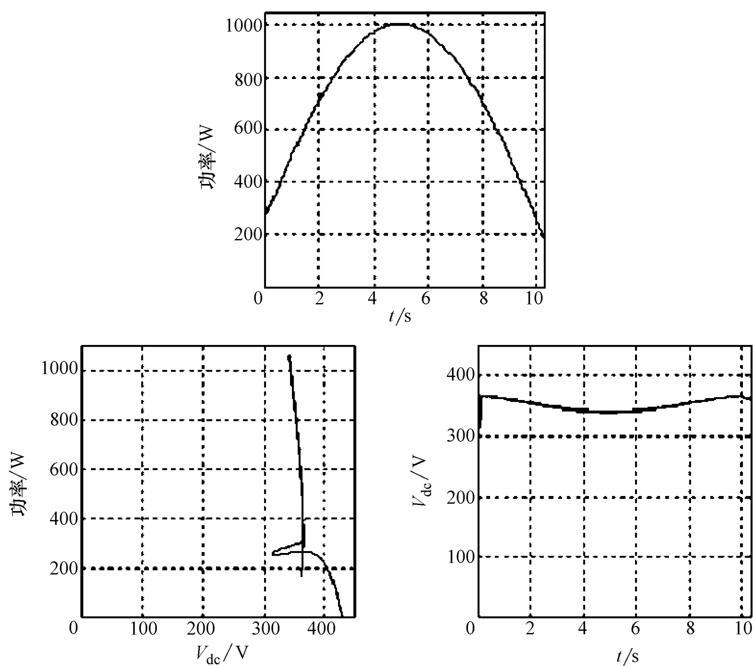


图 6-36 当辐射照度发生变化时光伏发电装置的仿真结果

6.3 光伏泵系统的 MPPT

6.3.1 使用直流电动机

图 6-37 给出了使用 DC/DC 变流器的 MPPT 系统，系统包括光伏阵列、带有 MPPT 控制的 DC/DC Boost 变流器和与离心泵相连的直流电动机等几部分。

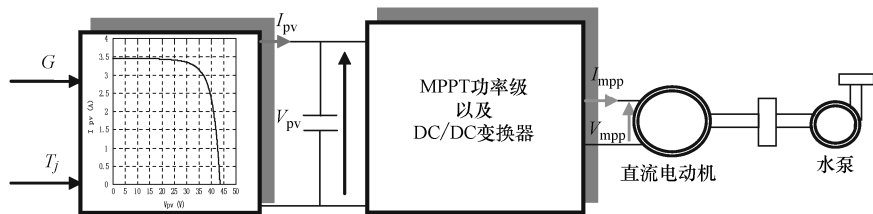


图 6-37 使用直流电动机的 MPPT 系统

6.3.2 使用交流电动机

图 6-38 给出了使用三相交流电动机的 MPPT 系统。

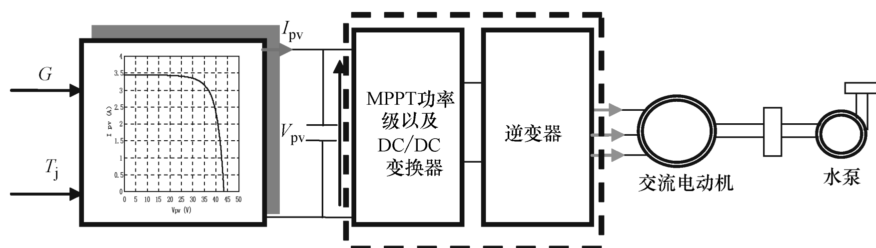


图 6-38　使用交流电动机的 MPPT 系统

6.4　经济研究

本节通过把光伏泵系统和柴油发电机泵系统进行对比，来分析光伏泵系统的经济可行性。在经济研究中，包括确定两种系统的经济成本和计算两种系统的寿命周期成本。寿命周期成本使用一种综合成本的方法来衡量一种泵系统的成本有效性。下面研究使用的估计方法非常粗略，其粗略性体现在使用计算公式比较简单，而且使用平均值来代替瞬时值。但是，本节使用的方法对于实现不同方案的快速比较还是有价值的。

6.4.1　水泵所需能量估计

无论是使用光伏还是使用柴油机系统供电，泵所需电能 E_a 的计算方法为

$$E_a = P_a t_s \tag{6-50}$$

式中，P_a 为平均输入电功率；t_s 为平均工作时间。

考虑失配因子后，光伏发电装置需要产生的能量为

$$E_{pv} = FE_a \tag{6-51}$$

式中，F 为失配因子。

光伏发电装置的峰值功率为

$$P_{pv} = E_{pv}\frac{G_{ref}}{G} \tag{6-52}$$

式中，G_{ref}为太阳的辐射照度峰值；G 为年平均辐射照度。

通过日泵水量 V 可以计算出水流量 Q 为

$$V = Qt_s \tag{6-53}$$

6.4.2　全生命周期成本（LCC）计算

全生命周期成本（Life Cycle Cost，简称 LCC）分析是在一些经济假设的条件下，综合考虑初始投资成本、运行成本、维护成本和更换成本的基础上进行的。LCC 需要计算整个寿命周期中预计发生的所有费用的目前价值，使用的公式如下[153]：

$$\mathrm{LCC} = C + M + R \tag{6-54}$$

式中，C 为投资成本（＄），M 为所有的运行维护成本（＄），R 为设备的更换成本（＄）。

6.4.2.1 光伏泵系统的 LCC 分析

把光伏泵系统的设备投资成本（光伏模块、电动机泵子系统）和辅助投资成本相加就得到了光伏泵系统的初始投资成本。辅助投资成本包括系统的施工和规划成本、面板结构成本、接线和杂项。假设施工和规划成本为设备成本的 9%，面板结构成本为光伏子系统成本的 5%，接线和杂项成本为光伏子系统成本的 0.2%。则总的光伏泵系统的初始成本计算方法如下：

$$C = C_{\mathrm{pv}} + C_{\mathrm{sub}} + C_{\mathrm{aux}} \tag{6-55}$$

式中，C_{pv}为光伏子系统的初始投资成本；C_{sub}为电动机泵子系统的初始投资成本，C_{aux}为辅助投资成本。

一般情况下，LCC 分析得到的是在设备寿命内的全部成本，但是如果基于年平均成本进行分析则更加方便。年均 LCC 的计算公式为

$$\mathrm{CRF} = \frac{d}{1-(1+d)^{-T}} \tag{6-56}$$

$$\mathrm{PWF} = \frac{1+d}{1+i} \tag{6-57}$$

$$C_y = C \cdot \mathrm{PWF} \tag{6-58}$$

$$C_k = R_k \cdot \mathrm{PWF} \tag{6-59}$$

$$R_y = \sum_k C_k \tag{6-60}$$

$$A_{\mathrm{y}} = C_y + M_y + R_y \tag{6-61}$$

式中，CRF 为资本回收系数；d 为折扣率；T 为寿命周期；PWF 为现值因子；i 为年利率；C_y 年均投资成本；C_y 为在第 k 年更换成本的现值；R_k 为在第 k 年更换成本；R_y 为在寿命周期 T 内所有更换成本的现值；M_y 为年均运行成本；A_y 为年均 LCC。

6.4.2.2 柴油机发电机泵系统的 LCC 分析

通常柴油发电机组的容量比水泵子系统的容量大[153]。在阿尔及利亚，可得到的柴油发电机组的额定功率大于 5kW，其投资成本、运行成本、维护成本和更换成本都较高。在计算总的 LCC 时，需要在柴油燃料成本的基础上加上以上这些成本。为此需要计算出（每天）所需电能 E_{d} 对应的燃油量 V_{d}。该值取决于柴油发电机组的效率 η_{d} 和燃料的热值 LCC，计算方法为式（6-62）。各种柴油发电机组的平均效率在 0.299 ~ 0.353 之间，见文献[163]。

$$V_{\mathrm{d}} = \frac{E_{\mathrm{d}}}{\eta_{\mathrm{d}} k_{\mathrm{d}}} \tag{6-62}$$

式中，η_{d} 为柴油发电机组的能量转换效率；k_{d} 为柴油的热值。

消耗的年均燃料成本为

$$A_{\mathrm{f}} = N_{\mathrm{days}} F_{\mathrm{d}} V_{\mathrm{d}} \tag{6-63}$$

式中，F_{d} 为实际的柴油价格；N_{days}为天数（365 天）。

6.4.2.3 泵水成本

记光伏泵系统和柴油机泵系统中每泵 1m^3 水的成本为 C_w，C_w 的计算方法见式（6-64），这种计算方法是利用基于 LCC 分析的成本年金法得到的。

$$C_w = \frac{A_y}{N_{days}V} \tag{6-64}$$

式中，A_y为光伏泵系统或柴油机泵系统的年均 LCC；V 为日泵水量。

6.4.3 光伏系统的环境效益

6.4.3.1 简介

总的来讲，光伏系统不排放危害人类健康和破坏环境的物质。光伏系统不产生噪声、有毒气体和温室气体。实际上，光伏系统在减排方面发挥着显著的作用。

6.4.3.2 泵水规划和 CO_2 减排量评估

下面介绍用光伏泵系统代替柴油机泵系统后 CO_2 减排量的估计方法。

泵水规划

为了实现泵水规划，假设输入电功率是已知的，工作条件（泵的类型、扬程、平均工作时间）也是已知的。利用式（6-65），基于平均值可得到如下的计算公式为

$$Q_a = a(h_a)P_a^3 + b(h_a)P_a^2 + c(h_a)P_a + c(h_a) \tag{6-65}$$

式中，Q_a为平均水流量（m^3/h）；P_a为输入电功率的平均值 W；$a(h_a)$、$b(h_a)$、$c(h_a)$ 和 d（h_a）是与工作扬程 h_a 相关的系数。

计算一定的水流量 Q_w所需泵数 N 的方法为

$$N = \frac{Q_w}{N_{days}Q_a t_a} \tag{6-66}$$

式中，N 为所需泵数；Q_w为每年的平均泵水量（m^3/年）；t_a 为每天平均泵水时间（h）。

二氧化碳减排量评估

在 1999 年，阿拉伯国家的温室气体排放量为 9.86 亿 t[162]。温室气体的主要成分为 CO_2[162]。在阿尔及利亚的边远地区，通常由柴油发电机组产生电能[163]。由于人口的增长和经济的发展，预计 CO_2 排放量还会进一步地增加。为了限制 CO_2 的排放，鼓励发展由光伏系统提供电能的泵系统是必要的。本书对阿尔及利亚边远地区的光伏泵系统和柴油发电机组泵系统进行了比较，CO_2 减排量的计算过程如下：

首先，光伏泵系统中的 N 个水泵所需电能的计算方法为

$$E_w = NP_a t_a \tag{6-67}$$

式中，E_w 为所需电能（kW·h）；N 为泵数；P_a 为每台泵在 1h 内的平均功率（kW·h）；t_a 为平均工作时间（h）。

在第二步中，计算出产生电能 E_w［式（6-67）］所需柴油量。在第三步中，计算出产生的 CO_2 量 V_c，方法为

$$V_c = k_c V_d \tag{6-68}$$

式中，V_d 为消耗的燃油量；k_c为 CO_2 重量和柴油的等效系数[164]。

利用式（6-67）和式（6-68），可以得到 CO_2 减排量 V_c的表达式，V_c 是平均泵功

率、平均工作时间和泵数的函数。

$$V_c = \frac{k_c}{\eta_d k_d} N P_a t_a \tag{6-69}$$

式中，η_d柴油发电机组的能量转换效率；k_d为柴油的热值。

应用

在阿尔及利亚，光伏供电泵系统的总峰值功率不是一个已知的精确数据。然而，根据能源矿业部的报告，该值大约为54kW[165]，相当于大约54套水泵系统，这表明光伏泵系统具有很大的发展潜力。最近政府在可再生能源领域的政策对于安装更多的光伏泵系统会起到激励作用。阿尔及利亚政府宣布：到2020年，10%的电能来自于可再生能源。增加光伏水泵系统的数量是一种实现上述目标的有效途径。在这种背景下，把光伏水泵系统的峰值功率由54kW增加到1MW，对应于1000个C_2型水泵，这个目标是合理的。这不仅有利于满足边远地区的供水需求，改善这些地区人们的生活水平，还可以减少柴油机组对气候的负面影响。按一台C_2型水泵的平均输入功率为950W、平均一天工作5h计算，那么对于1000个C_2型水泵，根据式（6-68）可以求出CO_2的减排量为4300t/年。由此可以看出，通过扩大光伏系统在水泵领域的应用可以减少大量的CO_2排放。在阿尔及利亚，无论从饮用水的角度还是从灌溉的角度来看，这种技术的推广都有着巨大的发展空间。在阿尔及利亚的边远地区生活着266万人，按为每人每天提供40L饮用水计算，为了满足这个需求则需要安装大约13，300套光伏泵系统[60]。

在该应用实例中，对于光伏泵系统和柴油机泵系统，分别使用C_1(400W)、C_2(1000W)和D_1(400W)型水泵，总扬程为20m，平均日工作时间为7.5h。C_1和C_2型水泵为离心泵，D_1为正排量泵。对于C_1泵和D_1泵的平均输入功率为250W，C_2泵的平均输入功率为500W。图6-39给出了对应于C_1泵、C_2泵和D_1泵的相关工作参数。

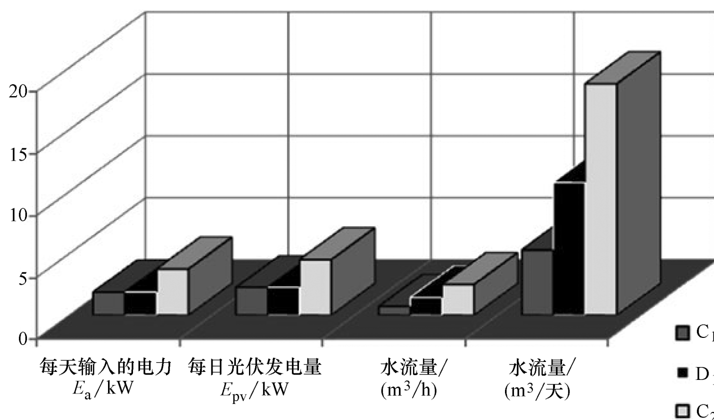


图6-39　总扬程为20m的三种泵的工作参数

在给定条件下，C_1泵、D_1泵和C_2泵的日泵水量分别为$5m^3$、$19m^3$和$11m^3$，假设每人每天需要40L水，那么可分别满足125人、275人和475人的需求。

图 6-40 给出了三种不同类型泵（C_1 泵、C_2 泵和 D_1 泵）系统的假设经济参数。

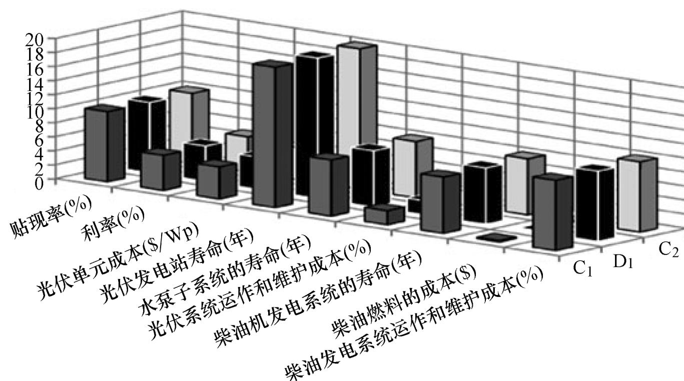


图 6-40　三种类型泵（C_1、D_1 和 C_2）系统的经济假设

图 6-41 给出了当地经销商给出的总设备成本。对于基于 C_1 泵、C_2 泵和 D_1 泵实现的系统，假设维护成本为总投资的 2%。光伏子系统的寿命为 20 年，该数据用于进行 LCC 分析。由于在大部分农村地区的工作条件恶劣，电动机泵子系统的寿命为 8 年。因此为了匹配光伏子系统的寿命，必须考虑电动机泵子系统的更换成本。

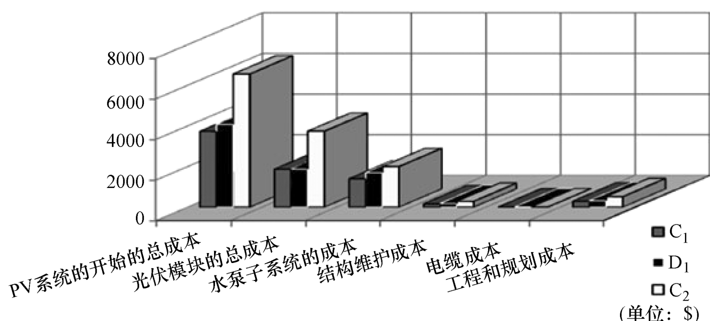


图 6-41　光伏泵系统的总初始投资成本

图 6-42 给出了柴油机泵系统的总初始投资成本。

对于柴油机泵系统，初始投资成本包括柴油发电机组子系统和电动机泵子系统。假设年燃料成本 A_f 和维护成本为柴油发电机组成本的 10%。柴油发电机组和电动机水泵子系统的寿命周期为 8 年，使用 8 年后对柴油发电机组和电动机泵子系统进行更换。

正如所期望的，光伏泵系统的初始投资成本高于柴油发电机泵系统的初始投资成本。但是，从年均数据来看，光伏泵系统更为经济，光伏泵系统的泵水成本也更低（见图 6-43、图 6-44）。图 6-45 给出了对应于 1000 台 C_2 泵（每天工作 5h，每台泵输入功率为 950W）的相关计算结果。对应每一个扬程，所需能量占 2000 年阿尔及利亚总抽水耗电量（约 4.8MWh）的 0.14% ~0.66%[60]。

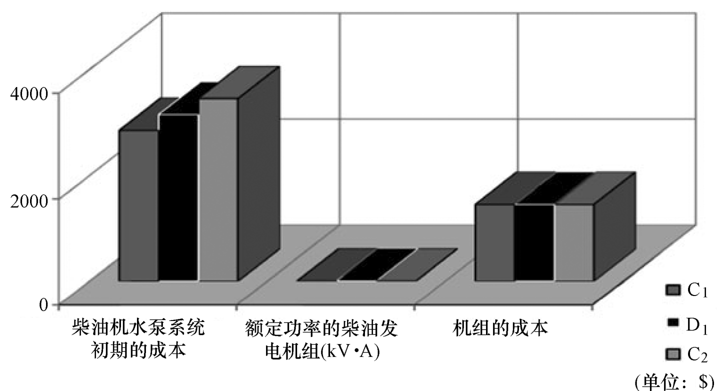


图 6-42　柴油机泵系统的总初始投资成本

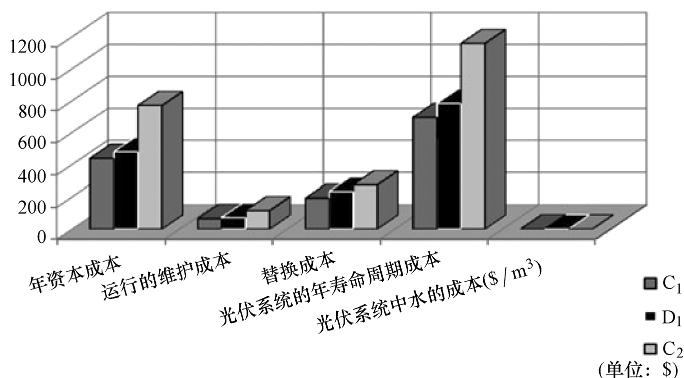


图 6-43　光伏泵系统的各项年均成本和泵水成本

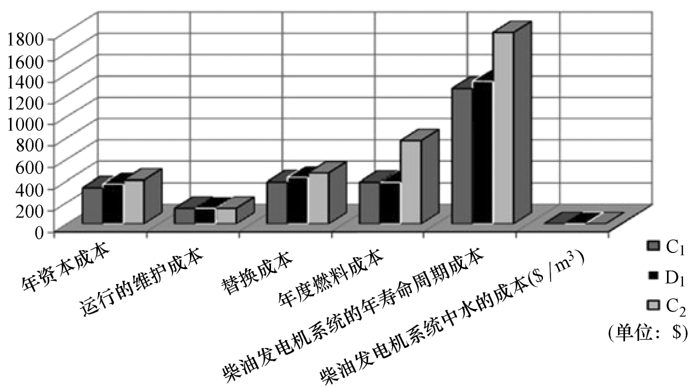


图 6-44　柴油机泵系统的各项年均成本和泵水成本

在图 6-45 中，Q_W 也被表示成了光伏泵系统的抽水量占 2000 年总抽水量（$1.33\times10^9\mathrm{m}^3$）的百分比[62]。

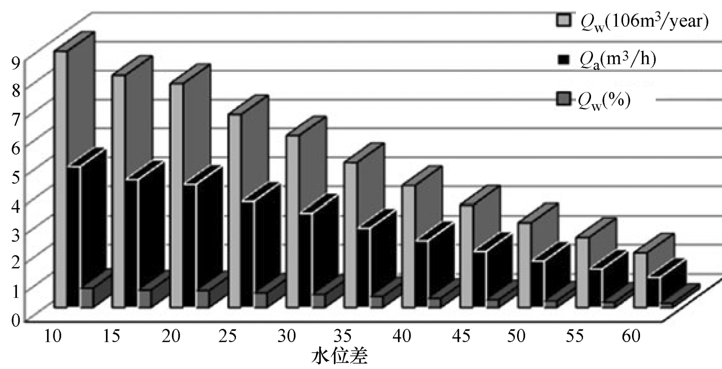


图 6-45　不同扬程时，1000 套 C_2 泵系统（平均每天工作 5h、输入功率为 950W）的相关数据

第 7 章　混合光伏系统

符号表：

a_1，a_2，a_3	常数
A_{pv}	光伏电池板的总面积
b_1，b_2，b_3和 b_4	常数
c	负载功耗
$C*O_2$	阴极区域（mol/cm^3）中的氧浓度
C_p	气体的热容量（kJ/°K）
C_p（λ，β）	功率系数
DOD	放电深度
E	预设容差
E_{Nernst}	单隔电池中和可逆电压相关的热动力学的势（V）
f	由光伏提供能源的部分负载占总负载的比例
F	法拉第常数（C/mol）
f_{comp}	压缩机摩尔流量（mol/s）
$(F_{H_2})_{purg}$	阳极室未关闭条件下的吹扫流量
F_{mass}	压缩机质量流量（g/s）
F_{molar}	压缩机摩尔流量（g/s）
F_{ref}	阀门摩尔流量的参考值（mol/s）
F_{steam}	加湿系统输出蒸汽的摩尔流量（mol/s）
F_{value}	流过阀门的摩尔流量
G_{in}	斜面上的太阳能辐照度
G_X	总传动比
I_{batt}	电池电流
i_{ds}和 i_{qs}	d 轴和 q 轴电流
I_{load}	负载电流（A）
I_{pac}	电池内部电流（A）
K_a和 K_b	待定常数
K_{opt}	和叶尖速比和最优功率系数相关的系数
L_d和 L_q	d 轴和 q 轴电感
M	空气的摩尔质量
M_{H_2o}	水的摩尔质量（g/mol）
n_{cath}	在阴极室中的摩尔数（mol）

n_{H_2}	在室中的氢的摩尔数（mol）
$(n_{H_2O})_{steam}$	在室中的水蒸气的摩尔数（mol）
n_{dell}	电池组中的单隔电池数
N_j	独立天数
P_{atm}	大气压力（输出压力）
P_{ch}	负载所需功率
P_{cath}	在阴极室中的压力（Pa）
$P_{H_2}(t)$	氢分压
P_{pv}	光伏电池产生的功率
$P_{required}$	所需总功率
P_{wind}	风能功率
R	摩尔气体常数（J/K/mol）
R_s	定子电阻
R_c	电极的等效接触电阻（Ω）
S_{cell}	单元的有效区（m^2）
S_{open}	阀门的最大开通面积（m^2）
St_{O_2}	化学计量比
T_e	输出温度（K）
T_{pac}	单元温度（K）
T_j	光伏电池单元温度
T_{pac}	电池组的绝对温度（K）
T_s	输出温度（K）
U_{batt}	电池电压
U_{act}	活化能损耗（V）
U_{conc}	浓度损耗（V）
U_{ohm}	欧姆损耗（V）
v	燃料消耗量
V_{anod}	阳极室容积（m^3）
V_{cath}	阴极室容积（m^3）
V_{ds} 和 V_{qs}	d 轴和 q 轴电压
V_{pac}	单元单隔电池电压（V）
V_{wind}	风速
$(X_{H_2})_{anod}$	阳极室内氢的摩尔分数
$(X_{O_2})_{air}$	空气中氧的摩尔分数
$(X_{O_2})_{valce}$	阀中氧的摩尔分数

X_{steam}	加湿系统中水蒸气的摩尔分数
β	桨距角
γ	多方指数
ΔP	功率超出部分
η_{gen}	光伏系统的效率
η_{is}	等熵效率
η_{r}	光伏系统的参考效率
λ	叶尖速比
ρ	空气密度
ρ_{e}	气体密度（kg/m^3）
ω_{flow}	控制带宽（rad/s）
$\Omega_{r\ AC}$	转子的角速度
Ω_{t}	风力机的角速度

混合能量系统（HPS）是指包含两种或多种可再生能源或多种传统能源的能量系统[167-169]。可再生能源（如太阳能或风能）一般不能产生恒定的功率，但是由于它们的互补性，把这些可再生能源组合起来，则可以提供更加连续的能源输出。HPS 往往独立于大的电力网络，通常应用在偏远地区[170,171]。HPS 的目的是利用可再生能源提供确保负载所需的电能。除了作为能量的来源，HPS 还可以和直流或交流分布式系统、储能系统、变流装置、滤波器以不同的方式相结合，同时也是负载管理监控系统的一种选择。在系统容量允许的情况下，可再生能源能够连接到直流母线上。HPS 的功率范围十分广泛，小到几瓦的家用系统，大到可供小型城镇使用的几兆瓦的供电系统。在低功率（小于 5 kW）的应用场合，HPS 通常给直流负载供电。对于功率大于 100kW、长距离、与交流母线相连的 HPS，则采用与大电网相连的形式[172]。HPS 的特征包括能量来源多样、负载多样、储能装置和能量形式多样（例如电能、热能）。

7.1 混合系统的优缺点

7.1.1 混合系统的优点

混合系统最主要的优点如下：

- 不依赖于一种能量来源。
- 使用简单。
- 效率高、设备的 LCC 低。
- 低存储需求。

7.1.2 混合系统的缺点

混合系统的缺点总结如下：

- 比单一来源的系统结构复杂。
- 和柴油发电机相比需要投入的资金大。

7.2 混合系统的结构

在一个混合系统中，如果含有光伏发电和风力发电两种发电方式，则可以通过三种结构将它们连接起来：直流母线结构、交流母线结构和直流-交流母线结构[172,173]。

7.2.1 直流母线结构

如图 7-1 所示的混合系统中，每个能量源提供的电力都被汇流到一个直流母线上。这样由交流发电设备产生的电力就必须首先通过一个整流器才能得到直流电力。其中的逆变器用于从直流母线上给交流负载提供电能，该电能必须符合负载对频率的幅值的要求[174]。其中的电池用来满足峰值负载的要求。这种拓扑结构的优点是运行简单，而且能够在不间断的条件下满足负载的需求，甚至当发电设备不能提供负载需要的电能时也能如此。

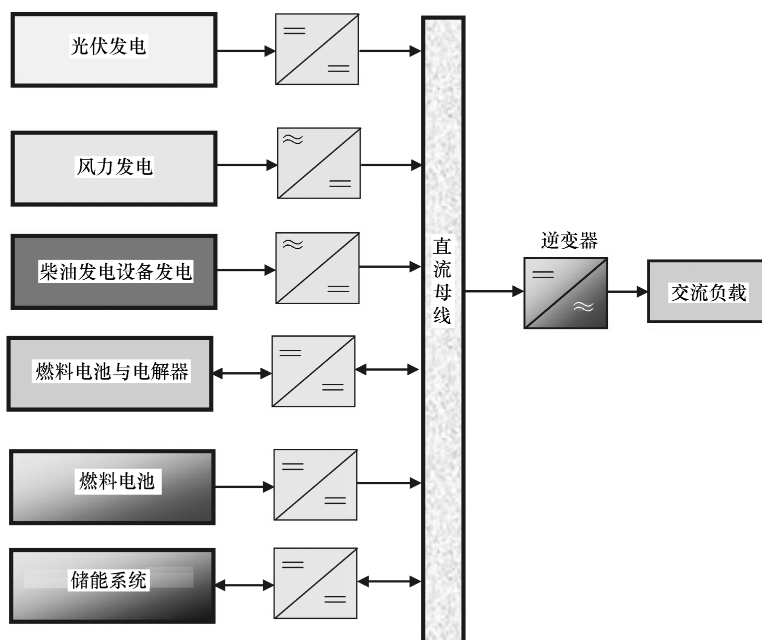


图 7-1　具有直流母线的混合系统的结构

7.2.2 交流母线结构

在交流母线拓扑结构中，所有的 HPS 设备都和交流负载相连，如图 7-2 所示。和上述的结构相比，这种结构能够提供更好的性能，其原因在于系统中每个变流装置都能独立地、同时地为负载供电[173]，这样能够提供给为负载供电的每个能量源更多的灵活性。在负载较低时，除了光电发电装置（或风电发电装置）之外的其他发电装置和储能系统都可以处于待机状态。然而，当负载较重时，或者在用电高峰时段，所有的发电装置包括储能单元可以同时并行地给负载供电，以满足负载需求。由于各发电设备的并行运行，需要输出电压同步变化，因而这种拓扑结构实现起来显得相对复杂一些[172]。

和直流母线结构相比，这种结构具有的优点包括：更高的总体效率；在提供高水平的电能可用性的同时，需要的电能调理单元体积更小；由于减少了柴油发电设备的运行时间，从而能够使得柴油发电设备处于最优运行状态，也降低了其维护费用[173]。

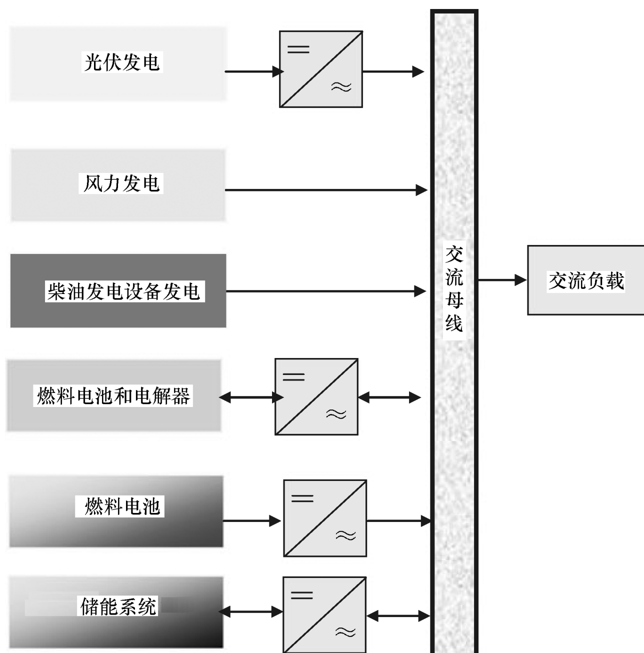


图 7-2　具有交流母线的混合系统的结构

7.2.3　直流-交流母线结构

具有直流-交流母线结构的混合系统如图 7-3 所示[170]。和前两种结构相比，这种结构具有更好的性能。在这种结构中，可再生能源发电设备和柴油发电设备能够以交流的方式直接给负载提供部分电能，这样有利于减少柴油发电设备和逆变器的功率。柴油发电设备和逆变器能够独立的运行或者同步并行运行（电压同步）。在两种母线之间的变流设备（整流器和逆变器），可以被双向变流设备代替，双向变流设备正常工作时相当于一个逆变器运行模式。当柴油发电设备存在剩余电能时，可以利用该剩余电能向电池充电（双向变流设备相当于一个整流器）。当柴油发电设备过载时，双向变流设备（逆变状态）则可以提供峰值电能。

这种拓扑结构的优点为如下：

- 柴油发电设备和逆变器能够独立运行或者并行运行。当负载较低时，利用柴油发电设备和逆变器其中一个产生所需的电能。然而，当负载为峰值负载时，柴油发电设备和逆变器同时给负载供电。
- 在不影响系统峰值供电能力的条件下，这种结构给减小柴油发电机和逆变器的额定功率提供了可能。

这种拓扑结构的缺点为如下：

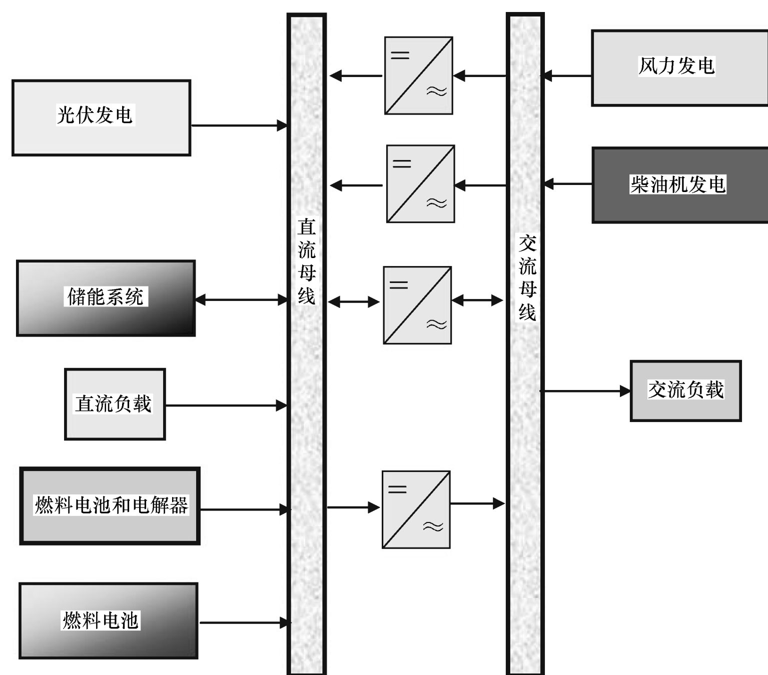


图 7-3　具有直流和交流母线的混合系统的结构

• 由于在系统运行中存在着并行运行方式，这就不仅要求逆变器能够自主运行，而且还需要具有使其输出电压和柴油发电机输出电压同步的功能，因而，这种结构具有相对复杂的缺点。

7.2.4　混合系统的分类

混合系统的应用范围涵盖了几瓦的家庭应用场合到几兆瓦的岛屿供电系统[167]。对于功率小于 100kW 的混合系统，绝大多数采用带有电池储能的交流和直流母线结构。储能系统由大量的电池构成，能够为平均负载提供几天时间的电能。在这种类型的混合系统中，小型的可再生能源发电设备和直流母线相连。另一种可能是，用逆变器把直流电能转换成交流电能。小于 5kW 的混合系统主要为直流负载供电（见表 7-1）。

表 7-1　混合系统按功率范围的分类[194]

混合系统的功率等级/kW	应用
低功率 <5	自助系统；通信站、水泵以及其他独立式应用
中功率 10 ~ 250	小型独立系统；为偏远乡村供电
高功率 >500	大型独立系统

7.3　混合系统的不同组合形式

7.3.1　光伏/柴电系统

由光伏发电设备和柴油发电设备构成的混合系统中，也可能含有储能装置，如电

池。光伏板和发电机具有高度的互补性。光伏系统不消耗燃料，维护成本低。柴油发电机会存在运行费用[176]，但是能够产生连续地电能供应。这种能量供应的组合可以连续地满足供电需求（在晴天时，利用光伏发电设备产生电能，当光照不能满足要求时，使用柴油发电设备提供能源）。然而，这种系统产生的能源不全部是可再生能源，只在偏远地区应用，运输和染料费用以及环境成本高[176]。

这种混合系统的结构图如图 7-4 所示。

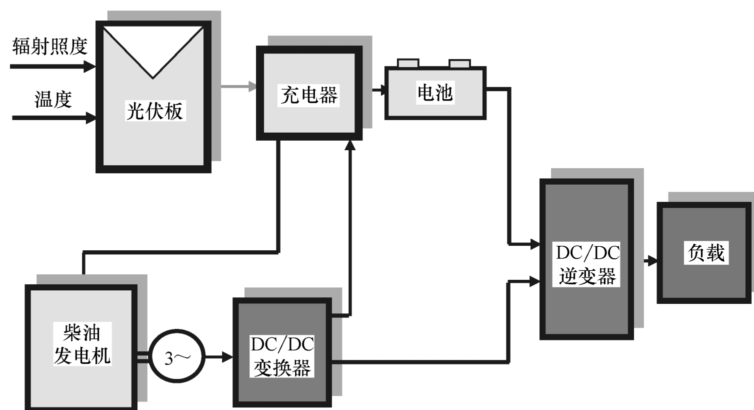


图 7-4 混合光伏/柴油发电系统结构图

在白天，逆变器把光伏系统产生的直流电能转换成交流电能，供负载使用。剩余的电能存储在电池系统中。在夜晚，逆变器把电池提供的直流电能转换成交流电能，供负载使用，电池提供的能量需达到其最大放电水平。当电池达到了其最大放电水平，柴油发电机一方面为负载提供电能；一方面为电池充电。控制单元对负载需求和能量供应进行管理。

7.3.1.1 光伏发电设备模型

见第 2 章。

7.3.1.2 柴油发电机模型

在能量需求突然增加或者当电池储能减少时，柴油发电机可以提高电力供应，因此不会面临供电中断。可以用效率来描述发电机的特性，其定义为发电机输出的电能和产生该电能所消耗燃料的等效能量的比值。发电机的燃料消耗量是随着发动机的运行点的变化而变化的。柴油发电机可以用一个一次或二次多项式进行建模[177,178]，如方程式（7-1）所示。

$$v = a \cdot p^2 + b \cdot p + c \tag{7-1}$$

式中，p 为电功率；a、b 和 c 为常数；v 为燃料消耗量。

在对应曲线上，y 轴上的 $v = c$ 点对应于空载的情况，斜率 b 表示燃料消耗量随负载增加而增加的情况，但是在额定功率点附近增加量不是线性的。这是由于柴油发电机的效率引起的。通过测量，我们能够确定常数 a、b 和 c 的值。

7.3.1.3　柴油发电机的控制策略

存在着多种控制发电机输出功率的策略，下面介绍其中的两种策略：

策略 1

如果电池能量 $V_{batt} \leqslant V_{min}$，发电机起动，同时给电池充电。

如果电池能量 $V_{batt} = V_{nom}$，发电机停车。

策略 2

发电机提供部分负载的条件是

$$\Delta P = P_{ch} - P_{pv} \geqslant \varepsilon \tag{7-2}$$

式中，P_{ch}为负载所需功率；P_{pv}光伏发电设备提供的功率；ε 为预设容量；ΔP 为功率超出部分。

7.3.1.4　柴油发电机功率的选择

在混合系统中，柴油发电机作为当天气条件不好时的临时的备用能源。在该时段内，柴油发电机必须能够提供给负载能源。柴油发电机功率的确定方法为[180]

$$P_G = \frac{P_{ch}}{N_G} \tag{7-3}$$

式中，N_G为独立的柴油发电机个数。

7.3.2　混合风电/光伏/柴电系统

混合风电/光伏/柴电系统非常适合应用于分散的电力生产场合，而且能够比较容易地解决和电网连接的问题（如孤岛问题）[167,168]。在实现这样的可再生能源系统时，和其他能源系统要求的一样，相关数据的初始值也是由所供电负载决定的。从能量平衡和时间分配的角度来看，尽管随机性会使得估计负载的任务变得比较复杂，但是还是要对负载进行尽量准确地估计。在可再生能源系统中增加一个发电机，一方面可以增加发电系统的可靠性；另一方面可以显著地减少整个系统的成本，同时还可以显著地减小储能系统的体积[170,181,182]。

文献［169］指出，这种混合系统存在着多种类型的电路结构，究竟采用哪种电路结构取决于实际需要和安装的环境。在第一种结构中（如图 7-5 所示），系统中既安装了发电机又安装了电池，在并入电网前两者都和交流母线相连接。系统产生的电能（包括电池）通过一个点连接到电网。在这种结构中，光伏系统产生的电能和电池中的电能首先转换成交流电能，然后再和交流母线相连接。这种结构被称为集中式交流母线结构。

能量转换系统也可以采用另外一种方式连接到电网上（见图 7-6）。这种结构称为分散式交流总线结构。在这种情况下，各个发电装置不需要连接到一个主母线。对每个发电装置产生的电能分别进行控制，独立地向电网供电。

在第三种结构中，有一个集中的主直流母线（见图 7-7）。把产生交流能量的装置（风力发电机、柴油发电机）输出的能量送给整流器，整流器把交流能量转换成直流能量送到主直流母线上。使用一个主逆变器把直流母线上的能量输送到交流电网上。

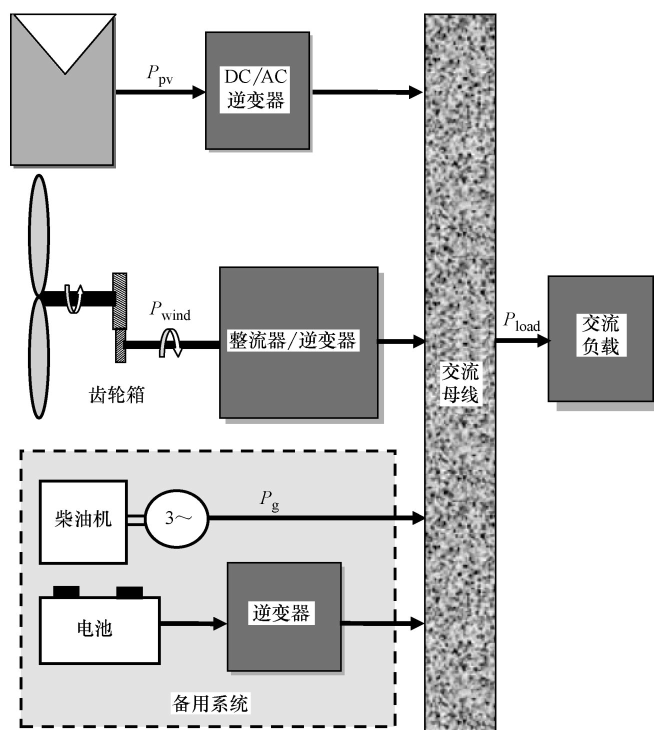


图 7-5 集中式交流母线结构

7.3.2.1 风力发电系统

风力机

当风通过半径为 R（风力机的叶片长度）的截面时，风中包含的总动力功率为[183]

$$P_{wind} = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 V_{wind}^3 \tag{7-4}$$

式中，ρ 为空气密度；V_{wind}为风速（见图 7-8）。

风力机仅能捕获其中的一定百分比的风能。这个百分比用 C_p（λ，β）表示，β 为指定风力机叶片的桨距角，λ 为风力机角的速度 Ω_t和半径 R 的乘积与风速的比，称为叶尖速比。

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{v_{wind}} \tag{7-5}$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G_X} \tag{7-6}$$

式中，G_X为总传动比；Ω_{mec}为电动机的机械角速度。

风力机转换的功率为

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda,\beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot V_{wind}^3 \tag{7-7}$$

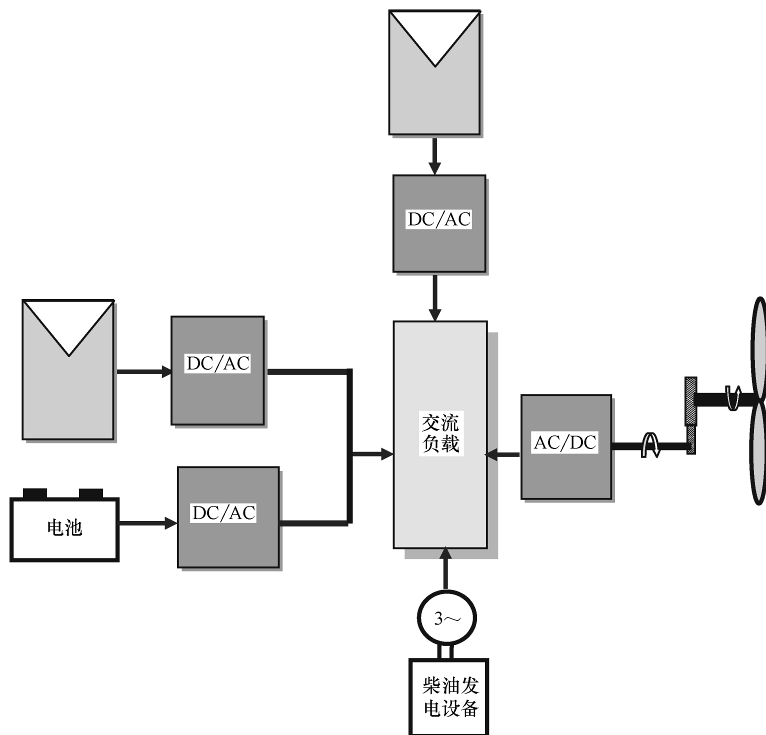


图 7-6　分散式交流母线结构

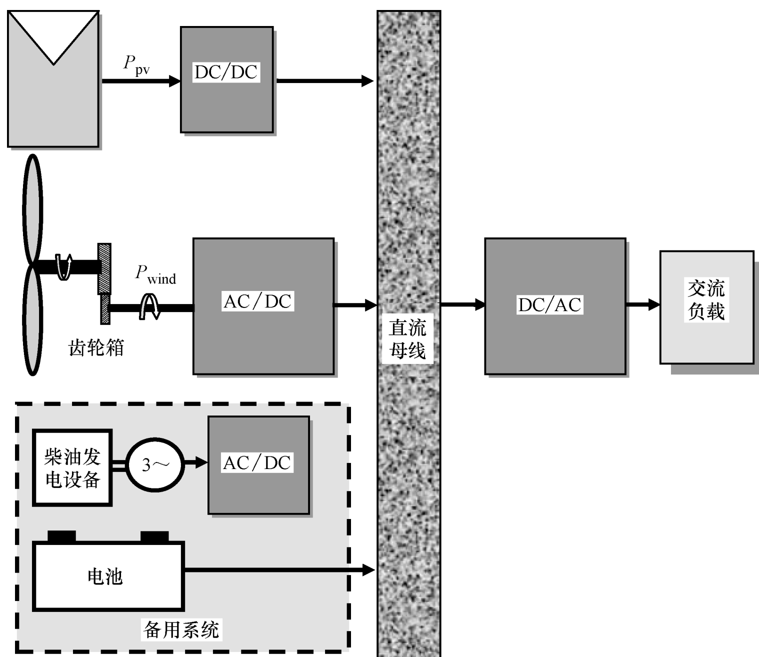


图 7-7　集中式直流母线结构

空气动力转矩定义为空气动力功率和风力机角速度的比

$$T_{\text{aero}}=\frac{P_{\text{wind}}}{\Omega_{\text{t}}}=C_{\text{p}}(\lambda,\beta)\cdot\frac{\rho}{2}\cdot S\cdot V_{\text{wind}}^{3}\cdot\frac{1}{\Omega_{\text{t}}} \tag{7-8}$$

发电机轴功率 T_{g} 为

$$T_{\text{g}}=\frac{T_{\text{aero}}}{G_{X}} \tag{7-9}$$

机械转速的变化由作用到电动机转子上的转矩 T_{mec} 决定

$$J\frac{\mathrm{d}\Omega_{\text{mec}}}{\mathrm{d}t}=T_{\text{mec}} \tag{7-10}$$

$$T_{\text{mec}}=T_{\text{g}}-T_{\text{emAC}}-T_{\text{visq}} \tag{7-11}$$

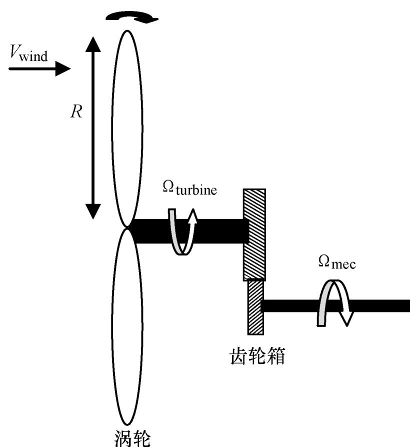


图 7-8 风力机[185]

式中，J 为转子等效转动惯量；T_{emAC} 为发电机转矩，T_{visq} 摩擦转矩，摩擦转矩可以用粘性摩擦系数 f 来建模，为

$$T_{\text{visq}}=f\cdot\Omega_{\text{mec}} \tag{7-12}$$

在每个风速下的峰值功率对应于 $C_{\text{p}}(\lambda,\beta)$ 最大的点。为了达到功率最大化的目的，希望发电机具有能够跟踪最大 $C_{\text{p-max}}$ 曲线的功率特性，因此，速度校正器必须对机械转速 Ω_{mec} 进行控制，使得机械转速能够跟踪给定机械转速 $\Omega_{\text{mec-ref}}$，简化框图如图 7-9 所示。

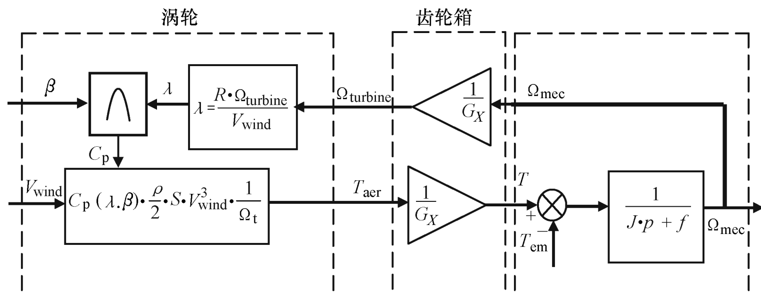


图 7-9 简化框图

发电机

- 异步发电机（IG）

在风力发电系统中，异步发电机被广泛应用。由于笼型发电机的鲁棒性、免维护性较好，同时不需要辅助励磁设备，这种异步发电机在独立运行场合更具有优势。对于笼型异步发电机，最简单的应用方式是把定子绕组和并联有电容的负载相连接，作为一个自制的发电机来使用。发电机剩余磁通通过电容产生励磁电流，进一步建立起感应电动势，并使感应电动势增加到能够利用的值。这种方法具有成本很低的特点，适用于无电网地区和远离电网地区[184]。然而，这种方法的缺点是发电机输出的定子电压与频率对

转速的变化和负载的变化比较敏感。在实际应用中，通常使用在 d-q 轴系上的感应电机模型（见 6.6.2.1 节）。

• 双馈异步发电机（DFIG）

由于双馈异步发电机所具有的特性，这种发电机已经被大量应用到了现代风力发电领域。总的来说，使用双馈异步发电机的风力发电系统，这种发电机的定子直接和电网相连；转子通过静止式变流器和电网相连。现代大功率风力发电系统所配备的发电机是可调速的，而双馈异步发电机的转子变流器的容量较小，进而变流器的体积也较小，成本也较低。文献［185］对双馈异步发电机变速风力发电系统中的储能系统进行了研究。在 d-q 坐标系上，定转子电压和磁链的表达式为

$$
\begin{aligned}
V_{sd} &= R_s \cdot I_{sd} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \\
V_{sq} &= R_s \cdot I_{sq} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \\
V_{rd} &= R_r \cdot I_{rq} - \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\
V_{rq} &= R_r \cdot I_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt}
\end{aligned}
\tag{7-13}
$$

$$
\begin{aligned}
\Phi_{sd} &= L_s \cdot I_{sd} + L_m \cdot L_{rd} \\
\Phi_{sq} &= L_s \cdot I_{sq} + L_m \cdot L_{rq} \\
\Phi_{rd} &= L_m \cdot L_{sd} + L_r \cdot I_{rd} \\
\Phi_{rq} &= L_m \cdot L_{sq} + L_r \cdot I_{rq}
\end{aligned}
\tag{7-14}
$$

• 永磁同步发电机（PMSG）（见 6.3.2.2 节）

使用 IG 的风力发电系统的控制

在系统中感应发电机和整流器相连，整流器的输出电压就是需要控制的直流电压，当输入转速变化时，有两种直流电压的控制策略。这些控制策略都是建立在参考坐标系的基础上的。在 d-q 坐标系中，使 d 轴的方向和转子磁链的方向一致。使用该坐标系可以使控制系统得到简化。在发电机的模型中通常需要考虑磁路饱和效应和绕组之间的交叉励磁效应。显然，这些效应使得通过电路方程建立的模型十分复杂，导致发电机控制变得非常困难。然而，当把磁链控制为恒定，感应发电机的模型变成了线性模型。电感值和模型中的常数由磁通给定值的大小决定，同时也不必考虑交叉励磁效应了。另外，模型围绕着磁链给定值发生的变化也可以被忽略。实际中，可以认为发电机具有线性运行特性。异步电动机的电路方程如方程（7-13）所示[184]。

由于 $\Phi_{rd} = \Phi_r$、$\Phi_{rq} = 0$，可得磁链 Φ_r 和它的微分有如下形式

$$
\begin{aligned}
I_{rd} &= \frac{\Phi_r - L_m I_{sd}}{L_r} \\
I_{rq} &= -\frac{L_m I_{sq}}{L_r}
\end{aligned}
\tag{7-15}
$$

进一步，转子电流可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t} = -R_{\mathrm{r}} \cdot I_{\mathrm{rd}}$$
$$\Phi_{\mathrm{r}} = -\frac{R_{\mathrm{r}} I_{\mathrm{rq}}}{\omega_{\mathrm{r}}} \tag{7-16}$$

实际上，通过引入漏磁系数，我们有

$$V_{\mathrm{sd}} = R_{\mathrm{s}} \cdot I_{\mathrm{sd}} + \sigma \cdot L_{\mathrm{s}} \cdot \frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{sd}}}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{s}} \cdot \sigma \cdot L_{\mathrm{s}} \cdot I_{\mathrm{sq}} + L_{\mathrm{m}} \cdot \frac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{r}}}{\mathrm{d}t}$$
$$V_{\mathrm{sq}} = R_{\mathrm{s}} \cdot I_{\mathrm{sq}} + \sigma \cdot L_{\mathrm{s}} \cdot \frac{\mathrm{d}I_{\mathrm{sq}}}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{s}} \cdot \sigma \cdot L_{\mathrm{s}} \cdot I_{\mathrm{d}} + \omega_{\mathrm{s}} \cdot L_{\mathrm{m}} \tag{7-17}$$

最后，由于 $\Phi_{\mathrm{rq}} = 0$，则电磁转矩的表达式为

$$T_{\mathrm{em\ AC}} = p \cdot \frac{L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} \cdot \Phi_{\mathrm{r}} \cdot I_{\mathrm{sq}} \tag{7-18}$$

定义转子时间常数 $T_{\mathrm{r}} = L_{\mathrm{r}}/R_{\mathrm{r}}$，可以把转子磁链表示成电流 I_{sd}的函数为

$$\Phi_{\mathrm{r}} = \frac{L_{\mathrm{m}}}{1 + T_{\mathrm{r}} \cdot s} i_{\mathrm{sd}} \tag{7-19}$$

式中，s 表示微分算子。

可以得到

$$\omega_{\mathrm{r}} = \frac{L_{\mathrm{m}} I_{\mathrm{sq}}}{T_{\mathrm{r}} \cdot \Phi_{\mathrm{r}}} \tag{7-20}$$

通过控制磁链给定值 $\Phi_{\mathrm{r\text{-}ref}}$，可以确定在某一磁链饱和程度下的磁化电感 L_{m}，对应的方程如下

$$L_{\mathrm{m}} \approx \frac{\Phi_{\mathrm{r\text{-}ref}}}{I_{\mathrm{md}}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\Phi_{\mathrm{r\text{-}ref}}}{|I_{\mathrm{m}}|} \tag{7-21}$$

由特性曲线 $L_{\mathrm{m}}(|I_{\mathrm{m}}|)$和方程（7-19）确定的曲线的交叉点，就可以确定出控制系统中的电感 L_{m}的值。这样就可以通过电流 I_{sd}对转子磁链进行控制，通过电流 I_{sq}对电磁转矩进行控制。

将要介绍的两种控制方法具有相似之处。第一种方法为经典方法，在这种方法中 $\Phi_{\mathrm{r\text{-}ref}}$为常数；在第二种方法中，磁链给定值是由下式给出的

$$\Phi_{\mathrm{r\text{-}ref}} = \frac{\omega}{\omega_{\mathrm{rat}}} \Phi_{\mathrm{r\text{-}rat}} \tag{7-22}$$

式中，$\Phi_{\mathrm{r\text{-}rat}}$和 ω_{rat}分别为转子磁链和转子转速的额定值。

混合风电/光伏/柴电系统的控制

系统中的监控设备包括：数据记录仪、风速和风向传感器、环境温度和电池温度传感器、各种交直流电流/电压和功率传感器。在系统中，监控设备的作用是[186]：

- 确定各个单元和系统的效率
- 验证系统是否正常运行
- 排除系统故障
- 检测和分析显著的负载变化
- 计算可利用能源的实际成本

下面对混合光伏/风电/柴电系统中的控制系统进行介绍[187]。能量平衡方程式是问题的基础

$$P_{diesel} = P_{load} - P_{wind} - P_{pv} + \Delta P - P \tag{7-23}$$

式中，P_{diesel}为柴油发电机产生的功率；P_{load}为负载需要的功率；P_{wind}为风力发电系统产生的功率；P_{pv}为光伏系统产生的功率；ΔP 为剩余功率；P 为未满足的负载（见图 7-10）。

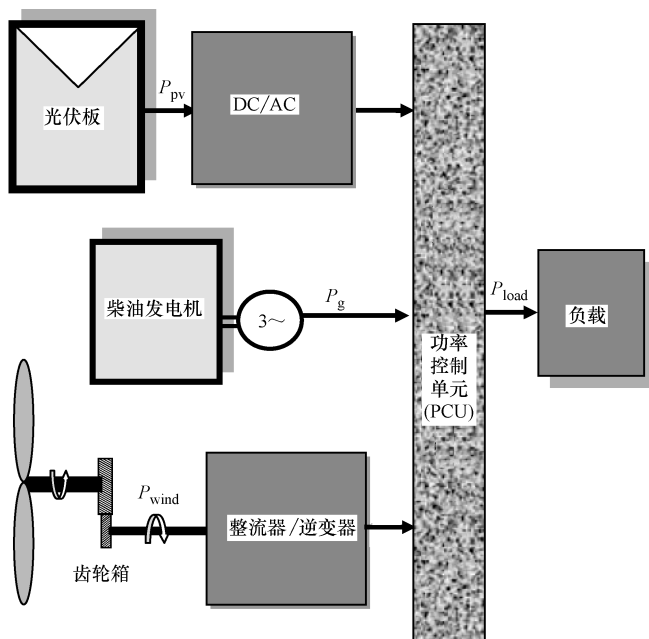


图 7-10　混合风电/光伏/柴电系统的控制

功率控制单元（PCU）处于整个系统的核心地位，把各个子系统连接起来（风力发电机、光伏发电和柴油发电机）。

监控系统的任务是根据气象情况（辐射照度、风速）对混合系统的运行情况和负载的功率需求进行综合的管理和控制。监控控制器根据以下条件对三个继电器进行控制：

- 光伏继电器的断开的条件

—光伏发电装置的输出功率为零；

—负载功率为零且蓄电池充电完成。

• 风电继电器的断开条件

—风速小于风力机的临界风速；

—风速大于风力机的停车转速；

—负载为零且电池充电完成。

• 柴油发电机继电器的断开条件

—风力发电装置和光伏发电装置产生的功率大于负载功率；

—负载功率为零且电池充电完成。

当电池的荷电状态达到最低水平时，按照相关的逻辑接通对应的继电器。

根据以上条件，可以看出监控系统包括 6 个输入、3 个输出和 6 个检测条件。

• 输入变量：

—辐射照度（G）

—风速（V_{wind}）

—光伏功率（P_{pv}）

—风电功率（P_{wind}）

—负载功率（P_{load}）

—电池电压（V_{batt}）

• 输出变量：

—T_{pv}光电继电器控制信号

—T_{wind}风电继电器控制信号

—T_{diesel}柴油发电机继电器控制信号

• 检测条件：

—检测 $P_{pv}=0$ 或 $G=0$（$\Leftrightarrow A$）

—检测风速（$\Leftrightarrow B$）

—检测 $P_{load}=0$（$\Leftrightarrow C$）

—检测 $P_{pv}+P_{wind}=P_{load}$（$\Leftrightarrow D$）

—检测 $V_{batt}\leqslant V_{min}$（$\Leftrightarrow E$）

—检测 $V_{batt}\geqslant V_{max}$（$\Leftrightarrow F$）

由检测条件数，可以看出按下式确定出可能的组合数

$$X=2^n \tag{7-24}$$

式中，X 为可能的组合数；n 为检测条件数。

表 7-2 对 64 种组合进行了综合。根据该表可以看出，可能的组合数可以被减少到 36 种。可以用式（7-25）给出的逻辑表达式，来输出相关的继电器控制信号（见图 7-11、图 7-12 和图 7-13）。

$$\begin{aligned}
T_{pv} &= (E\cdot\overline{F}+\overline{E}\cdot\overline{F})(\overline{A}\cdot D+\overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D}+\overline{A}\cdot B\cdot\overline{C}\cdot\overline{D}\cdot\overline{E}\cdot F)\\
T_{wind} &= (E\cdot\overline{F}+\overline{E}\cdot\overline{F})(\overline{B}\cdot D+\overline{A}\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D}+A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}\cdot\overline{D}\cdot\overline{E}\cdot F)\\
T_{diesel} &= (E\cdot\overline{F\cdot D})(A\cdot B+A\cdot\overline{B}\cdot\overline{C}+\overline{A}\cdot B\cdot\overline{C})
\end{aligned} \tag{7-25}$$

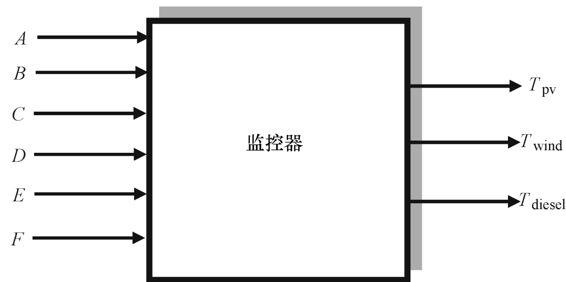


图 7-11 混合风电/光伏/柴电系统的监控逻辑

表 7-2 6 个输入、3 个输出和 6 个检测条件下的不同组合

A	B	C	D	E	F	T_{pv}	T_{wind}	T_{diesel}
1	1	1	1	1	1	*	*	*
1	1	1	1	1	0	0	0	1
1	1	1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0
1	1	1	0	1	1	*	*	*
1	1	1	0	1	0	0	0	1
1	1	1	0	0	1	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	1	*	*	*
1	1	0	1	1	0	*	*	*
1	1	0	1	0	1	*	*	*
1	1	0	1	0	0	*	*	*
1	1	0	0	1	1	*	*	*
1	1	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	1	1	*	*	*
1	0	1	1	1	0	0	1	0
1	0	1	1	0	1	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	1	0
1	0	1	0	1	1	*	*	*
1	0	1	0	1	0	*	*	*
1	0	1	0	0	1	*	*	*
1	0	1	0	0	0	*	*	*
1	0	0	1	1	1	*	*	*
1	0	0	1	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	1	*	*	*
1	0	0	0	1	0	0	1	1
1	0	0	0	0	1	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	1	1	1	1	*	*	*
0	1	1	1	1	0	1	0	0
0	1	1	1	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	1	0	1	1	*	*	*

（续）

A	B	C	D	E	F	T_{pv}	T_{wind}	T_{diesel}
0	1	1	0	1	0	*	*	*
0	1	1	0	0	1	*	*	*
0	1	1	0	0	0	*	*	*
0	1	0	1	1	1	*	*	*
0	1	0	1	1	0	1	0	0
0	1	0	1	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	1	*	*	*
0	1	0	0	1	0	1	0	1
0	1	0	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	1	1	1	1	*	*	*
0	0	1	1	1	0	1	1	0
0	0	1	1	0	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	1	*	*	*
0	0	1	0	1	0	*	*	*
0	0	1	0	0	1	*	*	*
0	0	1	0	0	0	*	*	*
0	0	0	1	1	1	*	*	*
0	0	0	1	1	0	1	1	0
0	0	0	1	0	1	0	0	0
0	0	0	1	0	0	1	1	0
0	0	0	0	1	1	*	*	*
0	0	0	0	1	0	1	1	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1	0

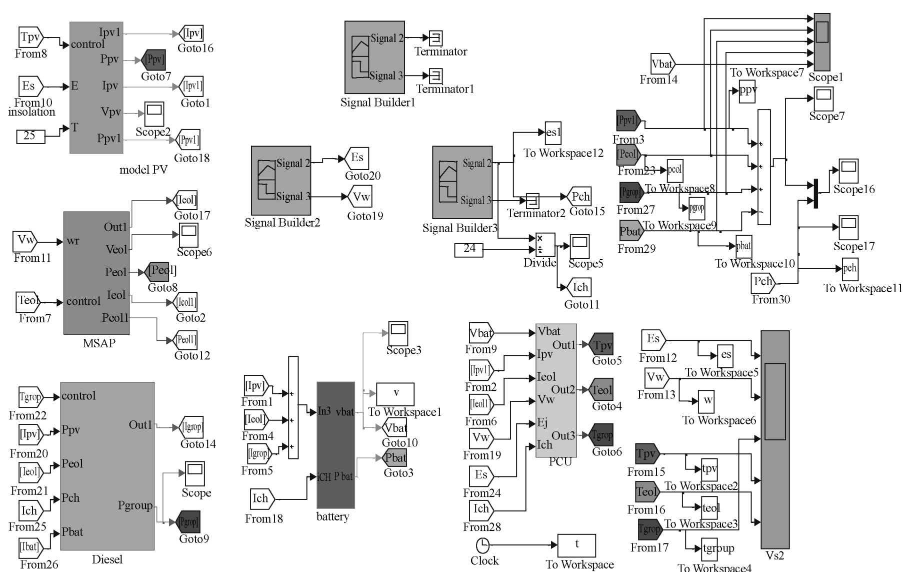


图 7-12　混合风电/光伏/柴电系统的框图[9]

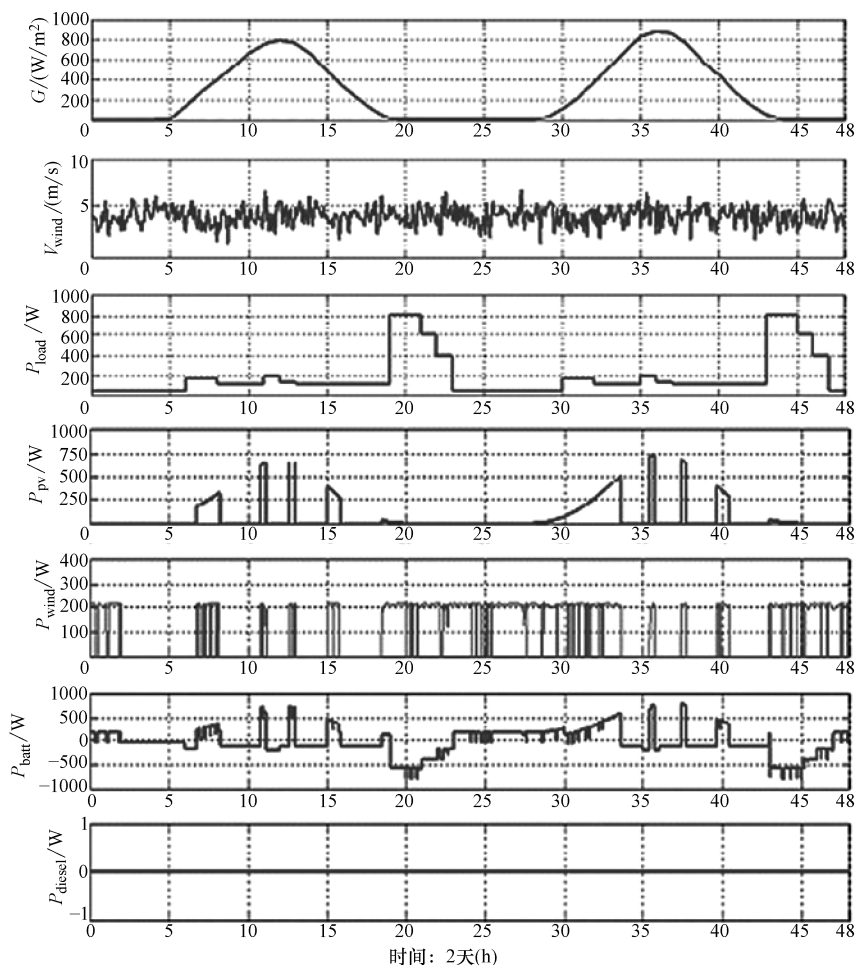


图 7-13　混合风电/光伏/柴电系统的仿真结果

混合风电/光伏/柴电系统的应用

混合风电/光伏/柴电系统能够被用来进行海水脱盐[188]。目前市面上存在着多种截然不同的混合风电/光伏/柴电系统，每种系统具有自己的结构。总的来讲，这些混合系统都被用来为偏远地区供电。

7.3.3　混合风电/光伏系统

为了实现风能、光能、电化学储能（电池）的优化，需要取决于各个单独系统（风力和光伏）的经济模型。混合系统的优点取决于下面的重要因素：负载的类型和形状、风力条件、辐射照度、获得电能的容易程度和成本、风力机的相对成本、太阳电池板的相对成本、电化学储能系统的相对成本和一些其他的因素[181]。对于小功率系统，目前光伏系统更加经济。对于自治系统，储能系统的成本为最大的约束条件。所以最小化储能系统的成本和减小储能系统的容量是使用混合风电/光伏系统的主要原因[189]。

在图7-14中，两个能量源和直流母线相连。使用一个DC/DC变换器来实现光伏系统的MPPT。类似的，在风力发电机和直流母线之间有一个可控整流器，该整流器被用来实现风力发电系统的MPPT。系统中的电池作为备用，是储能系统的一部分。

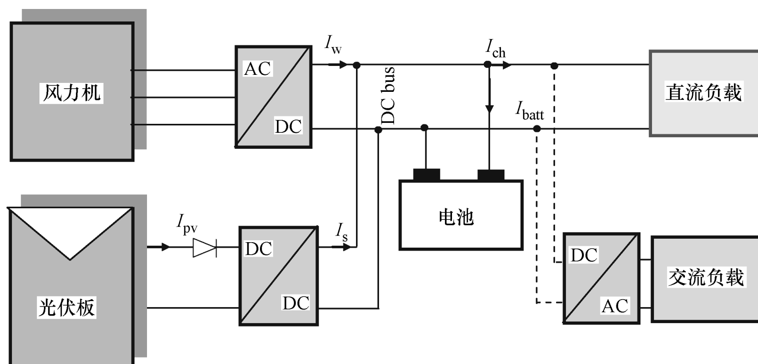


图7-14　混合风电/光伏系统

7.3.3.1　风电/光伏系统的容量

一个电力系统的有效性取决于它的容量和用途。风电/光伏系统的容量又取决于当地的气象数据、辐射照度、风速和用户长期的精确负载曲线。

确定用户的负载曲线

对用户的准确了解和负载曲线决定了发电系统的容量[9]（见图7-15）。

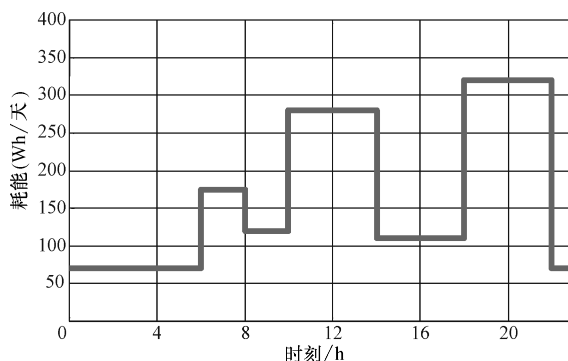


图7-15　偏远家庭日耗能曲线

风能和光能的储量分析

作者曾经在Bejaia（阿尔及利亚）地区建设过这类系统，该地区为滨海地区。图7-16给出了该地区的风速和总辐射照度两个特性曲线，由图7-16中可以看出它们之间的互补性，可以看出，对于全年的电能生产来讲，把光伏和风能结合起来是一件十分有意义的事情。

光伏发电量计算

可以通过斜面上的总辐射照度、环境温度和光伏电池板的参数，来估计单位面积下由光伏发电形式产生的能量：

单位面积下，光伏发电产生的电能可以通过下式进行估计：

$$\Delta E_{pv} = \eta_{pv} \cdot G \cdot \Delta t \tag{7-26}$$

式中，G为在倾斜的平面模块上的太阳辐射照度；η_{pv}为光伏发电系统的效率。

$$\eta_{pv} = \eta_{r-pv} \cdot \eta_{pc} \cdot [1 - \alpha_{sc}(T_j - T_{jref})] \tag{7-27}$$

式中，$\eta_{r\text{-}pv}$为给定条件下光伏发电系统的效率（包括变换器）；η_{pc}为功率条件效率（在

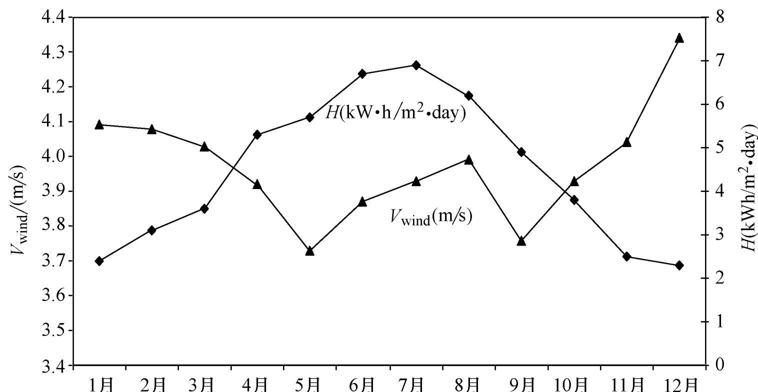


图 7-16　1998 ~ 2007 年的 Bejaia（阿尔及利亚）地区的月平均总辐射照度和月平均风速

精确的 MPPT 的条件下该效率为 1）；α_{sc}为短路电流的温度系数（A/°K），可在光伏电池板的参数表中找到；T_j为电池板温度；T_{jref}为电池板的参考温度。注意其中的 $\eta_{r\text{-}pv}$不为恒定值，和气象条件有关（温度、辐射照度……）。

风力发电量计算

单位面积下，风力发电系统输出的功率为

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v_{wind}^3 \cdot \eta_{wind} \quad (7\text{-}28)$$

式中，η_{wind}为风力发电系统的效率（包含变换器的效率和功率条件效率）。

风力发电系统产生的能量为

$$\Delta E_{wind} = P_{wind} \cdot \Delta t \quad (7\text{-}29)$$

混合光伏/风电系统的容量预设

用 $E_{pv,m}$（kWh/m²）表示单位面积下光伏系统每月产生的能量，$E_{wind,m}$（kWh/m²）表示单位面积下风力系统每月产生的能量，$E_{L,m}$表示负载每月需要的能量，$m = 1, 2, \cdots, 12$ 表示一年中的每个月。有

$$E_{pv,m} = \sum_{month\ m} \Delta E_{pv} \quad (7\text{-}30a)$$

$$E_{wind,m} = \sum_{month\ m} \Delta E_{wind} \quad (7\text{-}30b)$$

和

$$E_{L,m} = \sum_{month\ m} \Delta E_L \quad (7\text{-}31)$$

有时进行容量预设是基于一年中最坏的月份进行的。因此，可以利用下式（7-32）选择光伏系统的面积 A_{pv}和风力发电系统的面积 S_{wind}。

$$E_{L,worth\ m} = E_{pv,worth\ m} \cdot A_{pv} + E_{wind,worth\ m} \cdot S_{wind} \quad (7\text{-}32)$$

引入参数 f，f 表示由光伏发电系统提供的能量占负载所需能量的比例，$(1-f)$ 表示由风力发电系统提供的能量占负载所需能量的比例，则有

$f=1$ 表示全部负载所需能量由光伏发电系统提供。

$f=0$ 表示全部负载所需能量由风力发电系统提供。

利用参数f有

$$A_{pv}=\frac{f\cdot E_{L,worth\ m}}{E_{pv,worth\ m}} \tag{7-33a}$$

$$S_{wind}=\frac{(1-f)\cdot E_{L,worth\ m}}{E_{wind,worth\ m}} \tag{7-33b}$$

也可基于年平均（对12个月的数据进行平均）数据进行容量预设[169,190]。用$\overline{E_L}$表示年平均负载，则可以利用年平均值$\overline{E_{pv}}$、$\overline{E_{wind}}$计算出风力发电系统和光伏发电系统（A_{pv}和S_{wind}）的容量

$$A_{pv}=\frac{f\cdot\overline{E_L}}{\overline{E_{pv}}}$$
$$S_{wind}=(1-f)\cdot\frac{\overline{E_L}}{\overline{E_{wind}}} \tag{7-34}$$

根据以上得到的面积数据和系统中单个系统的面积，按下式（7-35）计算（计算结果取整后），就可以得到需要使用的光伏系统和风力发电系统的数量。

$$N_{pv}=\mathrm{ENT}\left[\frac{A_{pv}}{A_{pv,u}}\right]$$
$$S_{wind}=\mathrm{ENT}\left[\frac{S_{wind}}{S_{wind,u}}\right] \tag{7-35}$$

电池容量的容量预设（见1.3.5节）。

7.3.3.2　应用

$$E_{Lmax}=121.52\mathrm{kW\cdot h},U_{batt}=12\mathrm{V}$$
$$N_m=31天,N_j=2,\ \eta_{batt}=0.9$$

图7-17和图7-18分别给出了光伏发电系统和风力发电系统的面积和数量随负载系数f的变化关系。根据式（1-22）有

$$C_{batt}=\frac{121520}{0.9\cdot 12\cdot 0.8\cdot 31}\cdot 2=907.407\mathrm{A\cdot h}$$

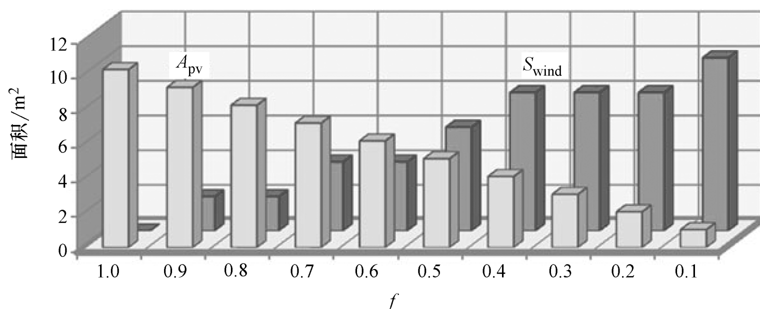


图7-17　太阳能电池板和风力机的面积

可以通过需要的电池容量计算出需要使用的电池数目（$C_{batt,u}$ =92A·h，上取整）为

$$N_{batt} = ENT\left[\frac{907.407}{92}\right] = 10$$

所以，在系统中需要使用 10 个容量为 92A·h 的电池。

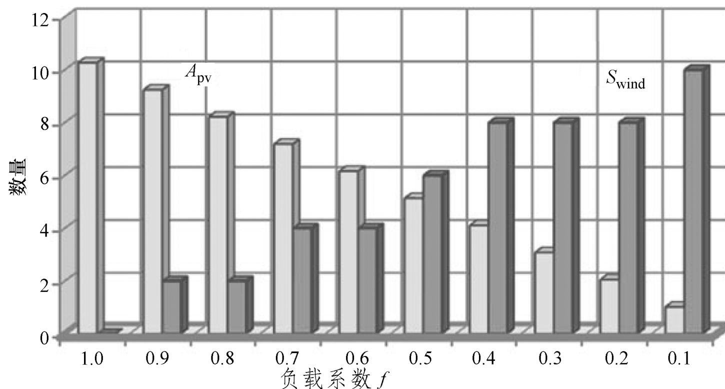


图 7-18　光伏发电系统和风力发电系统的数量随负载系数 f 变化的函数关系

7.3.3.3　混合光伏/风电系统的控制

能源管理（光能和风能）是通过一个监控系统实现的。在本节的监控系统设计中，认为光伏子系统是主发电子系统，而风电子系统是辅发电子系统。这种选择的基础是和现场的每月的年平均数据相关的设计已经完成。然而，这种设计方法也可以扩展到当风电子系统为主发电子系统和光伏子系统为辅发电子系统的情况。

基于气象条件（辐射照度、温度和风速），可以采用三种运行模式，这些运行模式决定了混合系统满足功率需求的能力，这里讲的功率需求包括负载消耗和电池充电。监控系统是实现能源子系统有效控制的核心。下面对这三种模式进行讨论[9,191]：

模式 1

该模式针对的情况是光伏能源能够充分满足负载功率需求。当风电子系统不发电，而且电池正在充电的时候，用光伏子系统来满足总需求功率。只要总需求功率不超过光伏子系统的最大功率，系统就能运行在这种模式下。当超过了这个限制，监控系统就切换到模式 2，起动风力发电机。在这种情况下，光伏子系统处于功率控制模式下，功率给定值的计算方法为

$$P_{ref1_s} = P_{required} = V_{batt} \cdot (I_{load} + I_{batt}) \tag{7-36}$$

式中，I_{load}为负载电流；I_{batt}为电池电流；$P_{required}$为总需求功率。

模式 2

在这种模式中，光伏子系统产生最大功率（运行在 MPP，$MPPT_W = 1$），而监控系统对风电子系统进行控制，使之产生给定的功率。风电子系统产生的功率对光伏子系统产生的功率进行补充，两者之和满足总需求功率。需要注意的是，在模式 1 和模式 2 中，电池不仅没有为负载提供功率，反之电池还构成了总需求功率的一部分。一旦需求功率达到或超过了混合系统能够产生的最大功率，则系统切换到模式 3。

在模式 2 和模式 3 中，光伏子系统运行在 MPP，可以使用不同的算法来实现 MPPT 控制（见第 4 章）。给定功率的产生方法为（见图 7-19 和图 7-20）

$$P_{ref2_s} = P_{pv}^{opt} = P_{s}^{opt} = V_{pv}^{opt} \cdot I_{pv}^{opt} \quad (7\text{-}37)$$

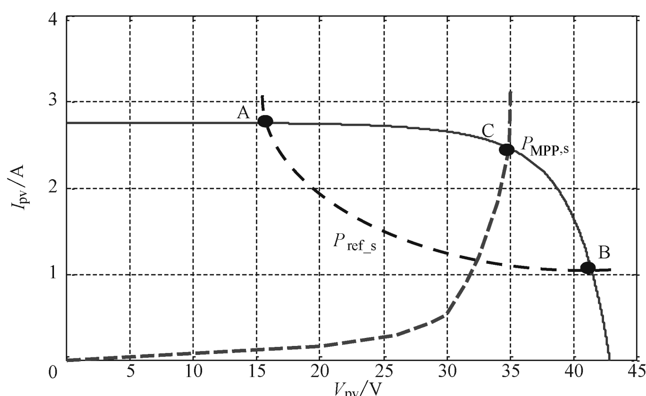


图 7-19 电池板的 I_{pv} (V_{pv})特性和光伏给定功率 P_{ref_s} [9]

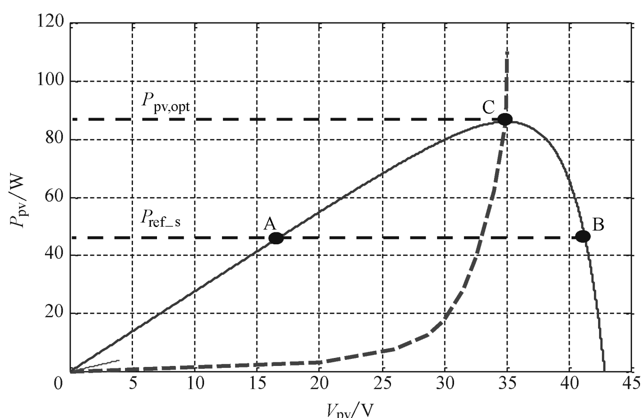


图 7-20 电池板的 P_{pv} (V_{pv})特性和光伏给定功率 P_{ref_s}（模式 2）

当光伏子系统不足以产生所需要的能量时，监控系统起动风电子系统。监控系统对风电系统进行功率控制。在模式 2 中，风电子系统的控制目标是使得整个混合系统满足总需求功率的要求。风电子系统给定功率的计算方法为

$$P_{ref1_w} = P_{required} - P_{s}^{opt} = V_{batt} \cdot (I_{load} + I_{batt} - I_{s}) \quad (7\text{-}38)$$

当风电子系统投入运行后，总功率也不能满足总功率需求时，在监控系统作用下，整个系统进入模式 3 状态。在该模式下，各个子系统的控制目标是产生最大的输出功率。

模式 3

在这种模式中，光伏子系统和风电子系统都输出最大功率（运行在 MPPT 状态）。另外，为了满足负载需求，电池既可能处于充电状态也可能处于放电状态。如果电池处于放电状态，只要包含电池输出的整个系统的输出功率能够满足负载需求，系统就保持在模式 3 的状态。一旦输出的功率不能够继续满足负载需求，那么必须使负载脱离连

接，电池进入充电状态。风电子系统运行在 MPPT 状态，其给定功率的产生方法为

$$P_{ref2_w} = P_w^{opt} = K_{opt} \cdot \Omega_{opt}^3 \tag{7-39}$$

式中，K_{opt}为和叶尖速比和最优功率系数相关的系数。

在图 7-21 中给出了功率 $P_w(\Omega)$特性曲线和给定功率 $P_{ref2_w}(\Omega)$，$P_{ref2_w}(\Omega)$为对应于一定风速的最大功率（C′点）。给定角速度的计算方法为

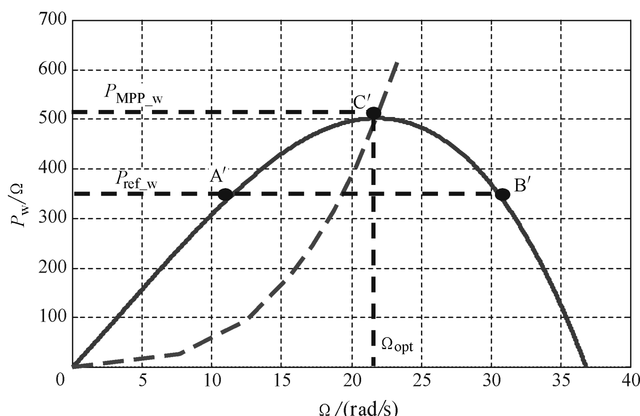


图 7-21　功率 $P_w(\Omega)$曲线和风电子系统的给定功率 P_{ref_w}（模式 3）

$$\Omega_{ref} = \Omega_{opt} = \sqrt{\frac{P_{ref2_w}}{K_{opt}}} \tag{7-40}$$

对实际和最优转速进行比较，可以知道系统处于那种运行模式

$$\begin{cases} 假如 \quad \Omega < \Omega_{opt} \quad 模式 1，2 \quad P_w = P_{ref1_w} \\ 假如 \quad \Omega = \Omega_{opt} \quad 模式 3 \quad P_w = P_{ref2_w} = P_w^{opt} \end{cases} \tag{7-41}$$

图 7-22 对这三种运行模式进行了说明。

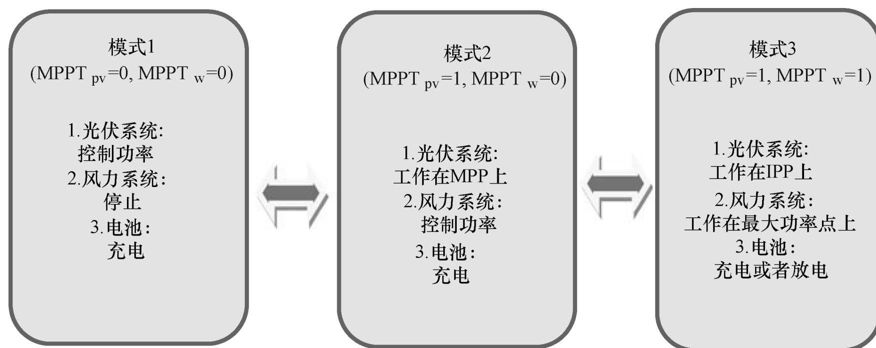


图 7-22　运行模式说明

7.3.3.4　混合光伏/风电系统的应用

下面介绍一种混合光伏/风电系统的应用实例。整个系统包含 10 块太阳电池板（每块太阳电池板的功率为 110W，5 块电池板串联后，再与另外 5 块串联的电池板并联）、

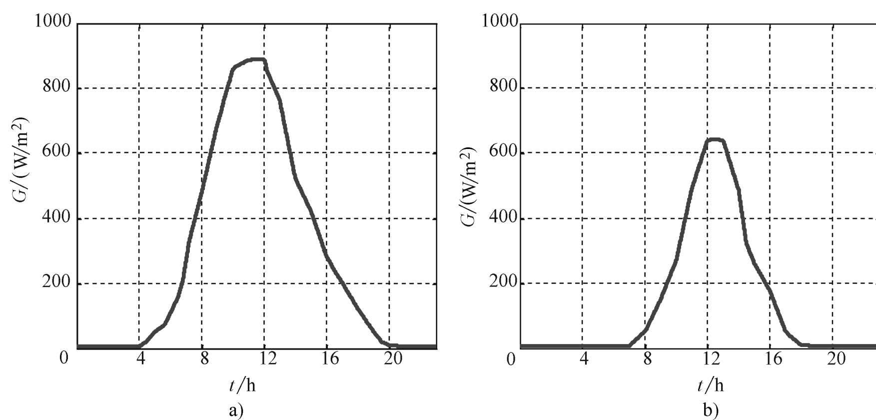


图 7-23 一天内的辐射照度（G）曲线［9］

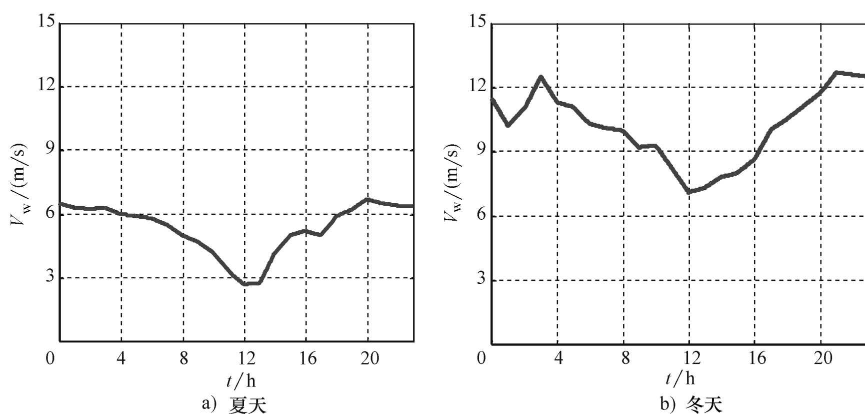


图 7-24 一天内的风速（V_w）曲线

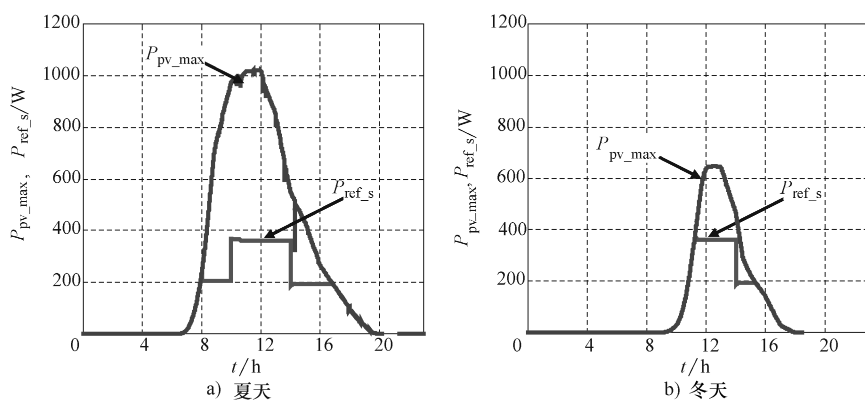


图 7-25 光伏系统输出的功率，最大功率（P_{pv_max}）和给定功率（P_{ref_s}）

Boost 电路、10 块串联的铅酸电池（12V，92A·h）、一个 600W 的风力机、永磁同步发电机、与电池组和负载相连的 PWM 整流器和负载。负载代表一个家庭用户，功率为 3920Wh/天。该系统的仿真模型在 MATLAB/Simulink 环境下搭建。由结果可以看出，控

制器是利用以上介绍三种模式对系统进行控制的[9]（见图 7-23、图 7-24、图 7-25、图 7-26、图 7-27、图 7-28、图 7-29）。

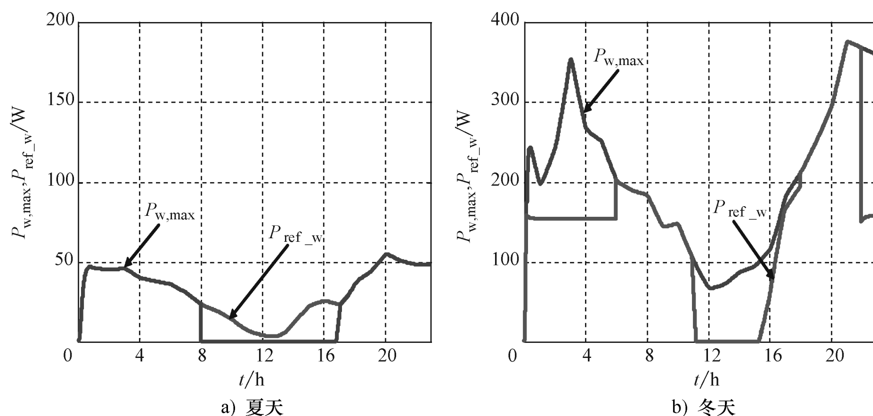


图 7-26　风电系统输出的功率，最大功率（$P_{w,max}$）和给定功率（P_{ref_w}）

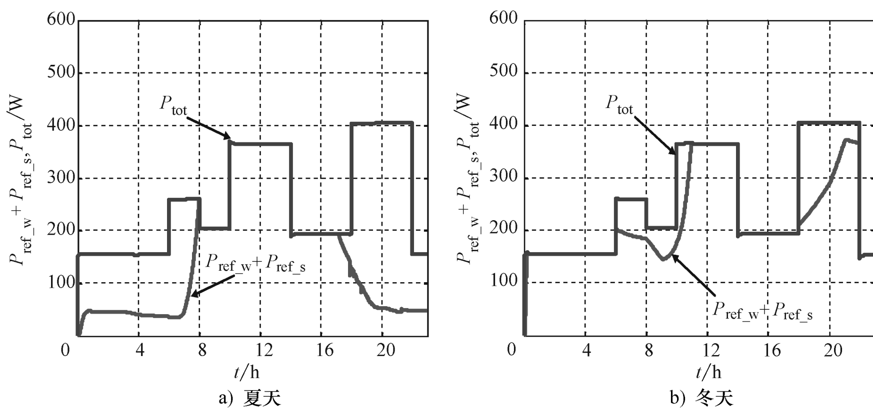


图 7-27　总功率需求和给定功率（$P_{ref_w}+P_{ref_s}$）

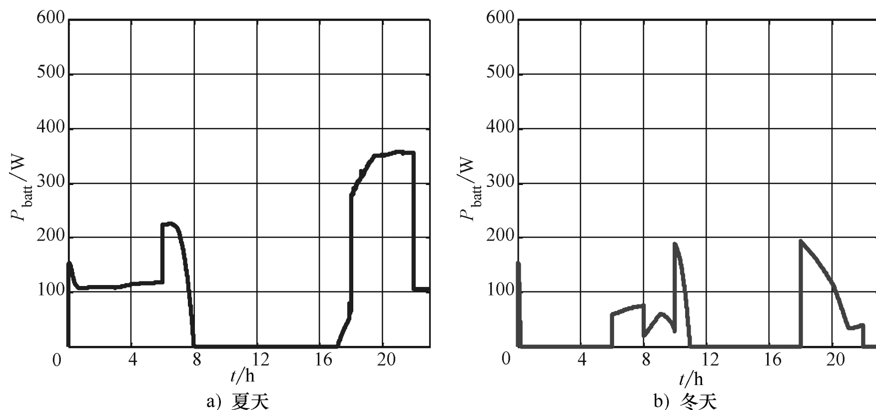


图 7-28　电池提供的功率

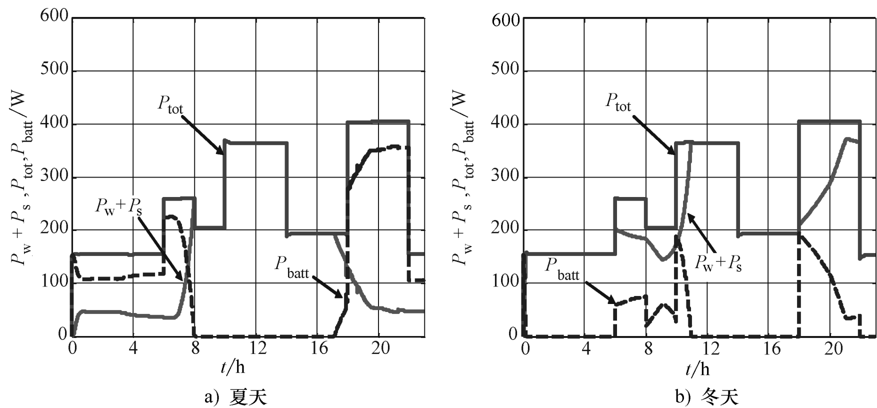


图 7-29　总功率需求、输出功率（P_w+P_s）和由电池提供的功率

7.3.4　混合光伏/风电/水电/柴电系统

这类系统由微型水力发电系统、光伏发电系统、风力发电系统、柴油发电系统和作为备用电源的电池组成（见图 7-30）[192]。

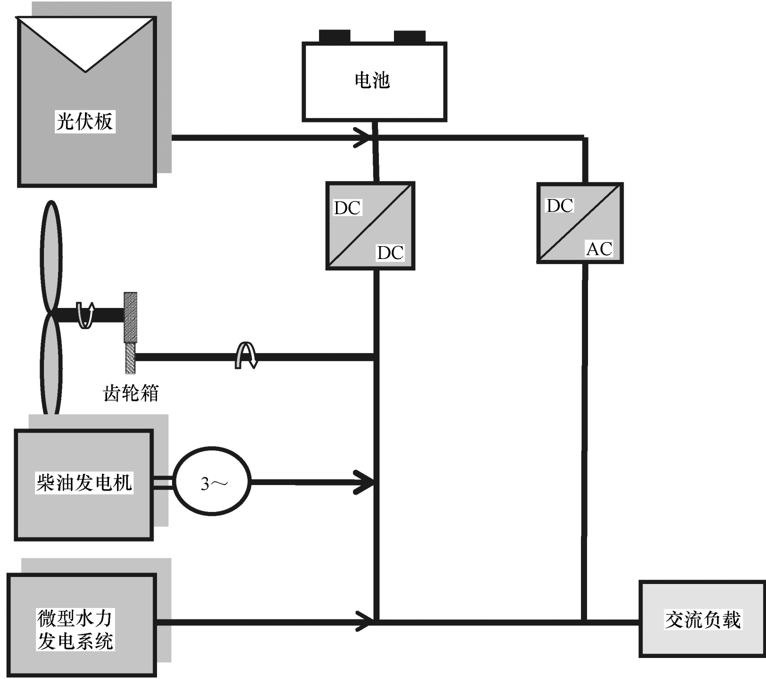


图 7-30　混合光伏/风电/水电/柴电系统的示意图

7.3.5　混合光伏/燃料电池系统

该类混合光伏/燃料电池系统的目标是为偏远地区提供不间断的电能供应。系统中一般包括光伏发电装置、碱性水电解槽、储气罐、质子交换膜燃料电池（PEMFC）和管理整个系统的运行（PCU）等部分。PEMFC 具有两个电极（阴极和阳极），两个电极被固态膜隔开。光伏发电装置产生能量供用户使用。只要太阳辐照度满足要求，用户负

载就全部由光伏发电装置提供。当太阳辐照度较低时，就需要使用辅助电源。由利用光伏发电装置产生的剩余能量供电的碱性高压水电解槽产生高压氢气和氧气。PEMFC 被用来保证系统的可靠性，使系统的可靠性达到传统供电系统的水平，同时降低环境对整个系统的影响。当光伏系统不能满足负载需求时，PEMFC 则消耗电解槽产生的气体，产生电能满足用户负载的需求；由此可见 PEMFC 的作用就相当于一个辅助发电装置。PCU 单元在系统的各个组成部分之间进行能量调度。

7.3.6　混合光伏/电池/燃料电池系统

在图 7-31 所示的系统结构中，当电池达到了放电极限，同时负载需求超过了光伏系统能够产生的最大功率时，则起动作为备用发电装置的燃料电池系统。在光伏系统和电池的容量、可用性方面，该系统具有和混合光伏/电池/柴电系统一样的优点。需要注意的是，燃料电池系统的输出达到额定功率需要更长的时间，由起动开始其输出只能缓慢地增加。在运行时，提高运行温度能够显著地改善燃料电池的效率[173]。

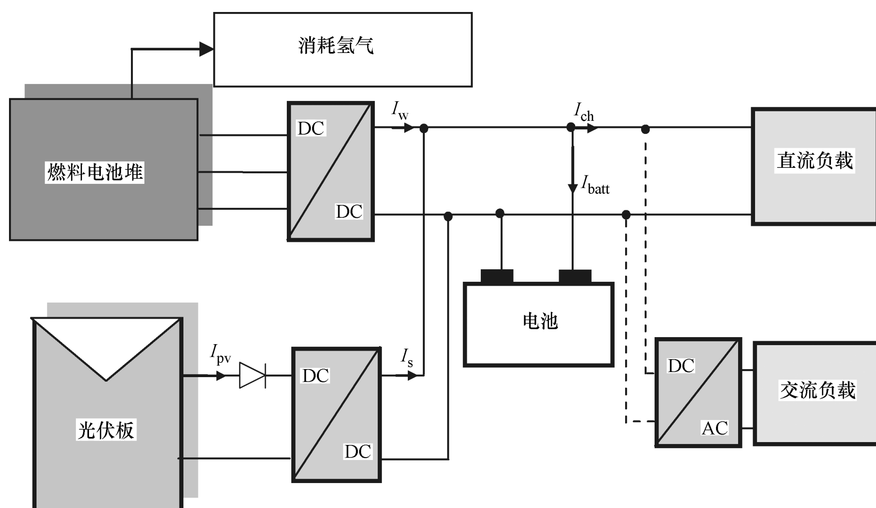


图 7-31　混合光伏/电池/燃料电池系统的示意图

7.3.7　混合光伏/电解装置/燃料电池系统

在某些应用场合，为了实现能量存储需要其他的能量源。在这个系统中，多余的能量通过电解装置产生氢气，再以压缩氢气的形式存储起来。当光伏发电装置不能满足负载需求时，起动燃料电池。当光伏发电装置产生故障时，燃料电池还可以作为应急发电装置使用[173]（见图 7-32）。

7.3.7.1　混合光伏/电解装置/燃料电池系统的不同拓扑结构

在对混合光伏/电解装置/燃料电池系统的优化设计过程中，有几种不同的拓扑结构可供选择。这些拓扑结构采用直流或交流耦合。光伏发电装置给电解装置提供直流电压。交流逆变器为交流负载提供一定范围的交流电压。为了使得各个单元正确连接，光伏发电装置的 MPP 的电压，必须等于燃料电池单元的最大电压，还必须等于电解装置的额定电压[173]（见图 7-33）。

在直流间接耦合的结构中，各个组成单元通过变换单元建立连接，用户命令也是通过变换单元实现的。变流单元使直流母线的电压基本保持恒定（见图7-34）。

在交流间接耦合的结构中，系统中的各个单元直接和交流母线相连。每个单元中的逆变器保持输出频率和输出电压稳定，系统还可以使过剩的能量回流，存储于氢气子系统。这种结构具有许多优点，例如：可扩展性强、可作为公用电网、兼容性好、成本低、设计容易和安装简单[173]（见图7-35）。

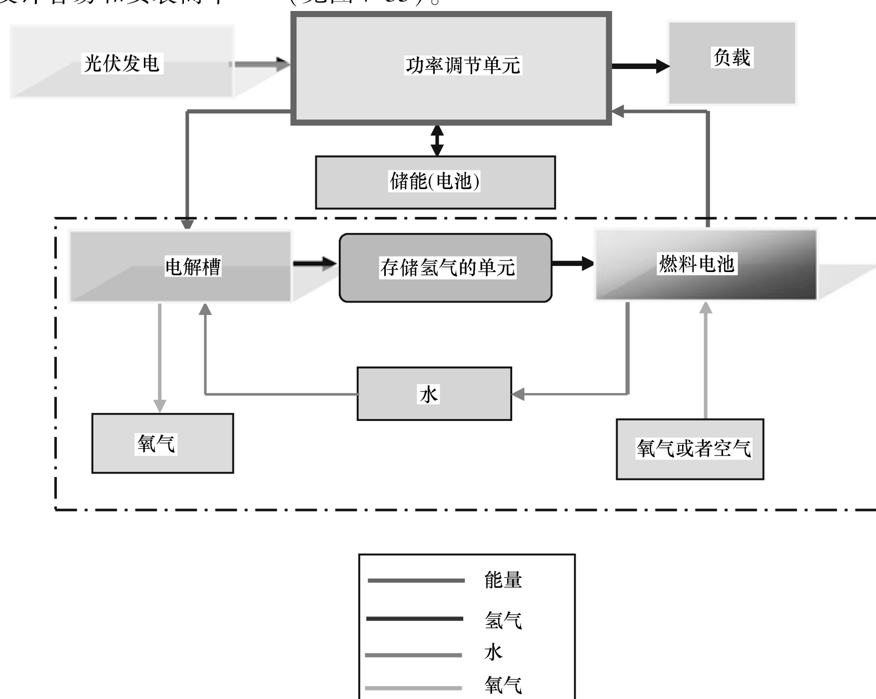


图7-32 混合光伏/电解装置/燃料电池系统的示意图

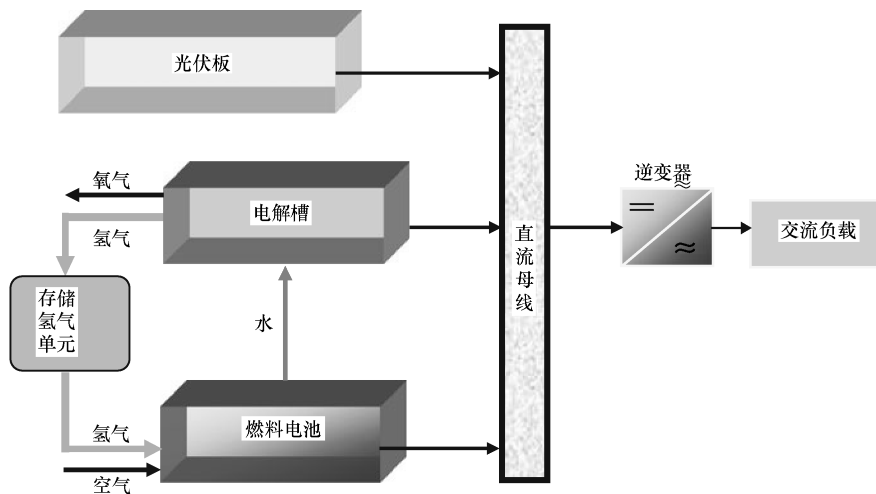


图7-33 使用直流直接耦合的混合光伏/电解装置/燃料电池系统的示意图

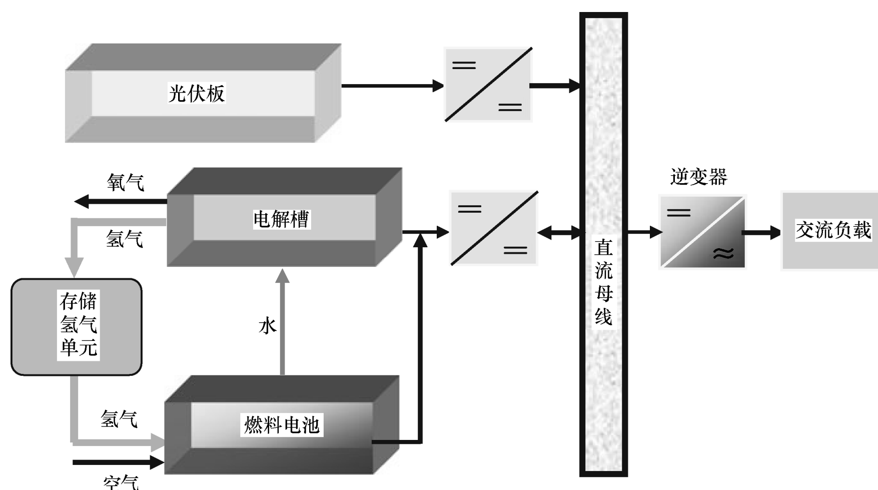


图 7-34　使用直流间接耦合的混合光伏/电解装置/燃料电池系统的示意图

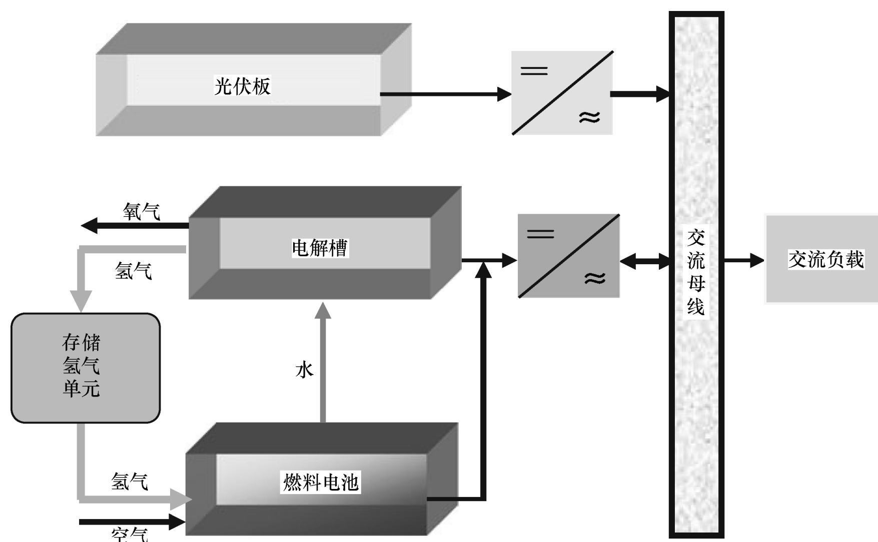


图 7-35　使用交流耦合的混合光伏/电解装置/燃料电池系统的示意图[193]

7.3.7.2　混合系统建模

光伏单元建模

见第 2 章。

PEMFC 电池建模

为了简化每个回路的建模问题和控制问题，对燃料电池系统的不同回路进行定义是必要的。燃料电池系统由核心单元和所有必要的辅助设备构成，这些辅助设备可以使得燃料电池在嵌入式应用中正常运行。图 7-36 给出了一个燃料电池系统的框图[193]。

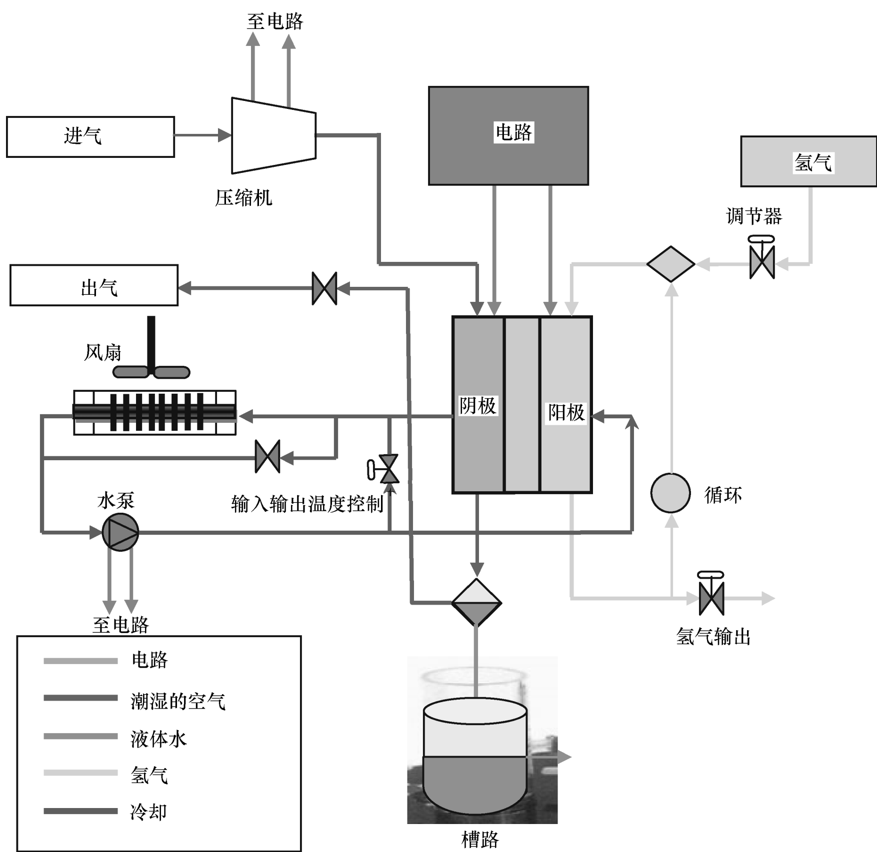


图 7-36　PEMFC 框图

- 电动机—压缩机模型

电动机—压缩机由一个空气压缩机和一个电动机构成。一般情况下，电动机为永磁同步电动机（PMSM）。

—空气压缩机模型

空气压缩机直接给目标设备提供压缩空气，其流量通过转速进行控制。在本文的应用场合，由于容积式压缩机的输出流量控制容易，故采用容积式压缩机。进一步容积式压缩机又分为两种类型：往复式压缩机和旋转式压缩机。由于双螺杆的旋转式压缩机不需要使用润滑油，所以，在燃料电池中，通常使用这种类型的压缩机。压缩机模型的输入为转速 ω 和排出压力 P_s（可通过压力控制进行调节）。输出为质量流量 F_{mass} 和压缩机的转矩 C_{comp}。另外一个对目标设备有用的参数为压缩机输出的气体温度 T_s（见图 7-37）。

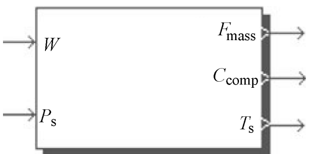


图 7-37　压缩机模型

质量流量 F_{mass} 可以很容易地通过压缩机气缸容积 C_{yl}、转速 ω 和空气密度 ρ_e 求出。在理想情况下[193]

$$F_{mass}=\rho_e C_{yl}\frac{\omega}{2\pi} \tag{7-42}$$

式中，F_{mass}为压缩机的质量流量（g/s）；ρ_e为空气密度（kg/m²）。

对于实际的压缩机，必须考虑泄漏率，通过引入体积效率 $\eta_v(\Pi, \omega)$有

$$F_{molar}=\frac{P_s}{RT_s}C_{yl}\frac{\omega}{2\pi}\eta_v(\Pi,\omega) \tag{7-43}$$

式中，F_{molar}（mol/s）摩尔流量；T_s为输出温度（°K）；Π 为压缩比。

气缸容积的选择方法为：在额定转速下，利用该气缸容积可以提供电池需要的最大摩尔流量。

根据文献［193］有

$$W_{is} = C_{yl}P_e^{\frac{1}{\gamma}}\int_s^e\frac{dp}{p^{1/\gamma}} = P_eC_{yl}\frac{\gamma}{1-\gamma}(\Pi^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}-1) \tag{7-44}$$

式中，γ 为多变指数（空气 $\gamma=1.4$）；p_e为输入压力。

压缩气体所需功率为

$$p_{comp_is}=F_{mass}C_pT_e(\Pi^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}-1) \tag{7-45}$$

式中，C_p为空气的热容量（kJ/K）；T_e为输入温度。

通过引入等熵效率来考虑各种损失的影响，等熵效率的定义为

$$\eta_{is}(\Pi,\ \omega)=\frac{p_{comp_is}}{p_{comp_required}} \tag{7-46}$$

可得压缩气体所需的实际功率为

$$p_{comp_required}=\frac{F_{mass}C_pT}{\eta_{is}(\Pi,\ \omega)_e}(\Pi^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}-1) \tag{7-47}$$

压缩机的转矩为

$$C_{comp}=\frac{p_{comp_required}}{\omega} \tag{7-48}$$

- 阴极室的建模

根据理想气体定律，有

$$P_{cath}=\frac{RT_{PEMFC}}{V_{cath}}n_{cath} \tag{7-49}$$

式中，P_{cath}为阴极室里的压力（Pa）；T_{PEMFC}为 PEMFC 的温度（K）；V_{cath}为阴极室的容积（m³）；R 为摩尔气体常数，$R=8.13$J/K/mol；n_{cath}为阴极室里的气体摩尔数（mol）。

阴极室里的压力直接取决于阴极室里气体的摩尔数（见图 7-38）。

根据文献［193］有

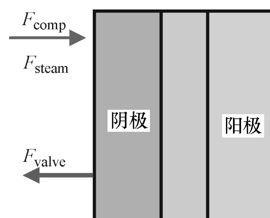


图 7-38　阴极模型

$$\frac{\mathrm{d}n_{\mathrm{cath}}(t)}{\mathrm{d}t} = F_{\mathrm{comp}}(t) + F_{\mathrm{steam}}(t) - F_{\mathrm{O_2cons}}(t) - F_{\mathrm{valve}}(t) \qquad (7\text{-}50)$$

式中，F_{comp}压缩机摩尔流量(mol/s)；$F_{\mathrm{valve}}(t)$为流过阀门的摩尔流量(mol/s)；$F_{\mathrm{steam}}(t)$为由加湿系统供应的蒸汽摩尔流量(mol/s)。

$$F_{\mathrm{steam}}(t) = \frac{X_{\mathrm{steam}}[P_{\mathrm{cath}}(t), T_{\mathrm{PEMFC}}(t)]}{1 - X_{\mathrm{steam}}(P_{\mathrm{cath}}(t), T_{\mathrm{PEMFC}}(t))} F_{\mathrm{comp}}(t)$$

$$X_{\mathrm{steam}}[P_{\mathrm{cath}}(t), T_{\mathrm{PEMFC}}(t)] = \frac{P_{\mathrm{sat}}(T_{\mathrm{PEMFC}}(t))}{P_{\mathrm{cath}}(t)}$$

$$F_{\mathrm{O_2cons}}(t) = \frac{N_{\mathrm{cell}}}{4F} I_{\mathrm{PEMFC}}(t)$$

$$F_{\mathrm{valve}}(t) = S_{\mathrm{open}} \sqrt{\frac{2P_{\mathrm{cath}}^2}{MRT_{\mathrm{PEMFC}}} \frac{\gamma}{\gamma - 1} \left[\left(\frac{P_{\mathrm{atm}}}{P_{\mathrm{cath}}} \right)^{\frac{2}{\gamma}} - \left(\frac{P_{\mathrm{atm}}}{P_{\mathrm{cath}}} \right)^{\frac{\gamma H}{\gamma}} \right]}$$

$$F_{\mathrm{valve}} = \% S_{\mathrm{open}} \sqrt{\frac{2P_{\mathrm{cath}}^2}{MRT_{\mathrm{PEMFC}}} \frac{\gamma}{\gamma - 1} \left[\left(\frac{P_{\mathrm{atm}}}{P_{\mathrm{cath}}} \right)^{\frac{2}{\gamma}} - \left(\frac{P_{\mathrm{atm}}}{P_{\mathrm{cath}}} \right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma}} \right]}$$

式中，S_{open}为阀门的最大开度（m^2）；I_{PEMFC}为电池单元的电流（A）；X_{steam}为在加湿系统里蒸汽的摩尔分数；M 为空气的摩尔质量，$M = 0.029\mathrm{g/mol}$；P_{atm}为大气压力常数。

运行的初始条件为

$$n_0 = \frac{P_{\mathrm{atm}} V_{\mathrm{cath}}}{RT_{\mathrm{pac}}} \frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{cath}}(t)}{\mathrm{d}t} = RT_{\mathrm{PEMFC}}(t) V_{\mathrm{cath}}$$

$$\left[\left(1 + \frac{X_{\mathrm{steam}}[P_{\mathrm{cath}}(t), T_{\mathrm{PEMFC}}(t)]}{1 - X_{\mathrm{steam}}[P_{\mathrm{cath}}(t), T_{\mathrm{PEMFC}}(t)]} \right) F_{\mathrm{comp}}(t) - F_{\mathrm{valve}}(t) - F_{\mathrm{o_2cons}}(t) \right] \qquad (7\text{-}51)$$

简化有

$$\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{cath}}}{\mathrm{d}t} = \frac{RT_{\mathrm{PEMFC}} 10^{-5}}{V_{\mathrm{cath}}} \left[\left(1 + \frac{X_{\mathrm{steam}}}{1 - X_{\mathrm{steam}}} \right) F_{\mathrm{camp}} - F_{\mathrm{valve}} - \frac{N_{\mathrm{cell}}}{4F} I_{\mathrm{PEMFC}} \right] \qquad (7\text{-}52)$$

其中 $P_0 = P_{\mathrm{atm}}$作为初始条件。

在 Laplace 域，压缩机的摩尔流量（mol/s）的简化传递函数为

$$F(p) = \frac{F_{\mathrm{comp}}(p)}{F_{\mathrm{ref}}(p)} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\omega_{\mathrm{flow}}} p \right)^2} \qquad (7\text{-}53)$$

式中，ω_{flow}为控制系统的带宽（50rad/s）；F_{ref}为阀门摩尔流量的给定值（mol/s）。

氧气的摩尔流量可建模为

$$F_{\mathrm{O2}}(t) = (X_{\mathrm{O_2}})_{\mathrm{air}} \cdot F_{\mathrm{comp}}(t) - F_{\mathrm{O_2cons}}(t) - (X_{\mathrm{O_2}})_{\mathrm{valve}} \cdot F_{\mathrm{valve}}(t) \qquad (7\text{-}54)$$

其中

$$F_{\mathrm{O_2cons}}(t) = \frac{N_{\mathrm{cell}}}{4F_{\mathrm{steam}}} I_{\mathrm{PEMFC}}(t)$$

式中，$(X_{\mathrm{O_2}})_{\mathrm{air}}$为空气中氧气的摩尔分数（21%）；$(X_{\mathrm{O_2}})_{\mathrm{valve}}$表示阀门中氧气的摩尔分数，$N_{\mathrm{cell}}$为系统中电池单元的数量。

- 确定 $(X_{O_2})_{valve}F_{valve}(p)$

为了简化模型，经过分析有

$$(X_{O_2})_{valve}F_{valve}(p)=(st_{O_2}-1)F_{O_2 cons}(p)=(st_{O_2}-1)\frac{N_{cell}}{4F}I_{PEMFC}(p) \qquad (7\text{-}55)$$

式中，st_{O_2}为化学计量数之比；F 为 Faraday 常数（96，485C/mol）。

经过代换有

$$F_{O_2}(p)=(X_{O_2})_{air}F(p)F_{ref}(p)-\frac{N_{cell}}{4F}I_{PEMFC}(p)-(st_{O_2}-1)\frac{N_{cell}}{4F}I_{PEMFC}(p) \qquad (7\text{-}56)$$

可以写成

$$\frac{F_{O_2}(p)}{F_{ref}(p)}=(X_{O_2})_{air}[F(p)-1]$$

氧气的摩尔数为

$$n_{O_2}(p)=\frac{1}{N_{cell}p}F_{O_2}(p) \qquad (7\text{-}57)$$

其中

$$[n_{O_2}]_{init}=\frac{P_{cath}V_{cath}}{RT_{PEMFC}}[X_{O_2}]_{init}$$

阴极室内气体的总摩尔数为

$$n_{cath}(p)=\frac{P_{cath}V_{cath}}{RT_{PEMFC}} \qquad (7\text{-}58)$$

氧分压为

$$P_{O_2}(p)=\frac{n_{O_2}(p)}{n_{cath}}P_{in}(p) \qquad (7\text{-}59)$$

$P_{in}(p)$表示阴极室内压力的变化情况。

$$P_{in}(p)=P_{cath}-K_{in}F_{comp}(p)$$

其中

$$K_{in}(t)=K_aF_{comp}(t)+K_b$$

K_a和 K_b为常数[193]。

- 阳极室建模

必须确定出膜处氢气的分压和室内的氢气流量。蒸汽的摩尔数的计算方法为[193]

$$(n_{H_2O})_{steam}=\frac{P_{H_2Osat}(T_{PEMFC})V_{anod}}{rT_{PEMFC}} \qquad (7\text{-}60)$$

其中

$$P_{H_2Osat}(T_{PEMFC})=e^{23.1961-\frac{3816.44}{T_{PEMFC}-46.13}}$$

氢气的摩尔数为

$$n_{H_2}(t)=\frac{V_{anod}}{RT_{PEMFC}}P_{H_2}(t)$$

$$P_{\text{anod}}(t)=\frac{(n_{H_2}(t)+(n_{H_2O})_{\text{steam}})RT_{\text{PEMFC}}}{V_{\text{anod}}} \tag{7-61}$$

式中，$P_{H_2}(t)$为室内氢气的分压力；V_{anod}为阳极室的容积（m^3）；n_{H_2}为室内的氢气摩尔数（mol）；$(n_{H_2O})_{\text{steam}}$为室内的蒸汽摩尔数（mol）。

由这些表达式，可以确定氢气的分压力为

$$P_{H_2}(t)=P_{\text{anod}}(t)-P_{H_2O\text{satt}}(T_{\text{PEMFC}}) \tag{7-62}$$

可以得到如下的用来计算氧化还原反应消耗的氢气流量$(F_{H_2})_{\text{cons}}$的方程式[193]：

$$F_{H_2}(t)=(F_{H_2})_{\text{cons}}-(F_{H_2})_{\text{purg}}(t)$$

$$(F_{H_2})_{\text{cons}}=\frac{N_{\text{cell}}I_{\text{PEMFC}}(t)}{2F} \tag{7-63}$$

式中，$(F_{H_2})_{\text{purg}}$为阳极室未关闭条件下的吹扫流量。

可以通过下式确定流过阀门的流量

$$(F_{\text{vanne}})_{\text{anod}}=\%S_{\text{open}}\sqrt{\frac{2P_{\text{anod}}^2}{M_{H_2O}RT_{\text{PEMFC}}}\frac{\gamma}{\gamma-1}\left[\left(\frac{P_{\text{atm}}}{P_{\text{anod}}}\right)^{\frac{2}{\gamma}}-\left(\frac{P_{\text{atm}}}{P_{\text{anod}}}\right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma}}\right]} \tag{7-64}$$

式中，P_{atm}为大气压力常数，$P_{\text{atm}}=1.013\times10^5\,\text{Pa}$（输出）；$M_{H_2O}$为水分子的摩尔质量（18g/mol）。

可得$(F_{H_2})_{\text{purg}}$的计算方法为

$$(F_{H_2})_{\text{purg}}=(X_{H_2})_{\text{anod}}(F_{\text{valve}})_{\text{anod}} \tag{7-65}$$

其中

$$(X_{H_2})_{\text{anod}}=1-X_{\text{steam}}$$

$$X_{\text{steam}}=\frac{P_{H_2O\text{sat}}(T_{\text{pac}})}{P_{\text{anod}}}$$

$(X_{H_2})_{\text{anod}}$为室内氢气摩尔分数。

$$P_{H_2\text{in}}(t)=P_{\text{anod}}(t)-P_{H_2O\text{sat}}(T_{\text{PEMFC}}) \tag{7-66}$$

- 燃料电池的电路模型

由于存在着各种不可逆的损失，电池电压V_{PEMFC}比理论电压E_{Nerst}要低。这些损失通常被称为极化或过压损失，主要由下面的三个原因引起的：活化过电压U_{act}、浓差过电压或扩散过电压U_{conc}、阻性过电压或欧姆过电压U_{ohm}（见图7-39）。

$$V_{\text{PEMFC}}=E_{\text{Nernst}}+U_{\text{act}}-U_{\text{ohm}}-U_{\text{conc}} \tag{7-67}$$

式中，V_{PEMFC}为一个燃料电池单元的电压（V）；E_{Nernst}为能斯脱电压（V）。

U_{ohm}为阻性或欧姆过电压

$$U_{\text{ohm}}=\frac{I_{\text{pac}}}{S_{\text{cell}}}\left(\frac{181.6\left[1+0.03\left(\frac{I_{\text{PEMFC}}}{S_{\text{cell}}}\right)+0.06\left(\frac{T}{303}\right)^2\left(\frac{I_{\text{PEMFC}}}{S_{\text{cell}}}\right)^{2.5}\right]}{\left[\lambda-0.634-3\left(\frac{I_{\text{PEMFC}}}{S_{\text{cell}}}\right)\right]\exp\left[4.18\left(\frac{T-303}{T}\right)\right]}\times I_{\text{PEMFC}}+S_{\text{cell}}\times R_c\right) \tag{7-68}$$

式中，U_{conc}为浓差过电压或扩散过电压；U_{act}为活化过电压；S_{cell}为活化区域（m^2）；R_c为电极的接触等效电阻（Ω）。

$$U_{act}=b_1+b_2*T_{PEMFC}+b_3*T_{PEMFC}*\ln(j*5*10^{-3})+b_3*T_{PEMFC}*\ln C^*_{O_2}$$

式中，$C^*_{O_2}$为阳极的氧气浓度（mol/cm^3）；b_1、b_2、b_3和b_4为常数。

$$U_{conc}=-B\ln\left(1-\frac{j}{j_{max}}\right) \quad (7\text{-}69)$$

根据 JC Amphlett 等人的工作，可知能斯脱方程的表达式为

$$E_{Nernst}=a_1+a_2*(T_{PEMFC}-298.15)+a_3*T_{PEMFC}*(0.5*\ln P^*_{O_2}+\ln P^*_{H_2}) \quad (7\text{-}70)$$

式中，T_{PEMFC}为电池组运行的绝对温度（K）；a_1、a_2和a_3为常数。

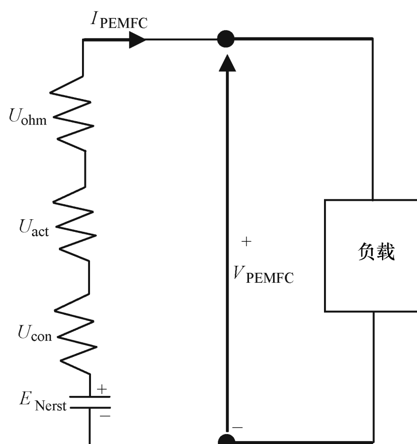


图 7-39　PEMFC 的电路表示形式

- 燃料电池—逆变器组合的应用

在 MATLAB/Simulink 环境下建立的应用仿真模型和仿真结果如图 7-40、图 7-41、图 7-42、图 7-43、图 7-44、图 7-45 所示。

注意：在图中功率曲线的形状和电流曲线的形状具有很好的一致性。

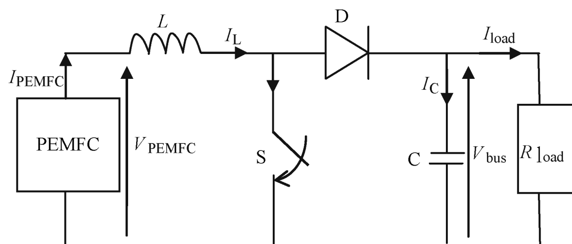


图 7-40　燃料电池和逆变器的组合示意图[193]

7.3.7.3　功率管理

功率管理单元（PMU）的作用是可以使不同的能量来源协调的工作，例如光伏电池、电解装置和燃料电池（见图 7-46）。

一般情况下，光伏系统作为整个系统的主要能量来源，把太阳辐射能转换为电能，然后把电能送到直流母线上。系统中的第二个子系统为电解装置，电解装置利用电化学

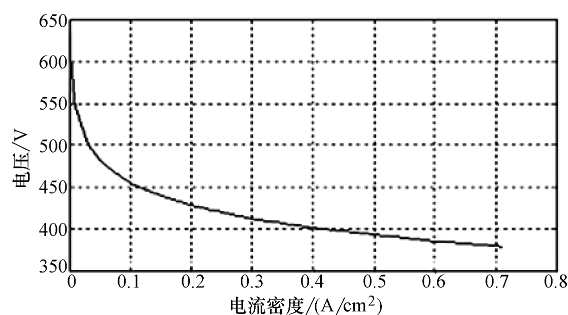


图 7-41　在 $T=25℃$ 下，PEMFC 的电压/电流密度特性曲线[193]

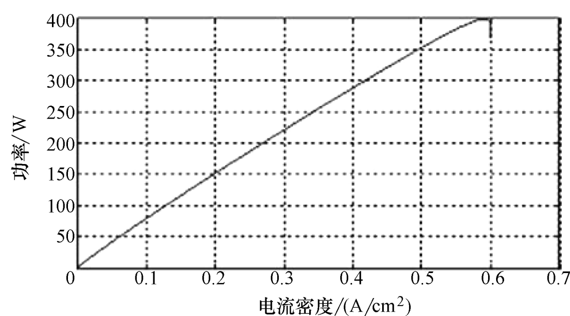


图 7-42　在 $T=25℃$ 下，PEMFC 的功率密度/电流密度特性曲线[193]

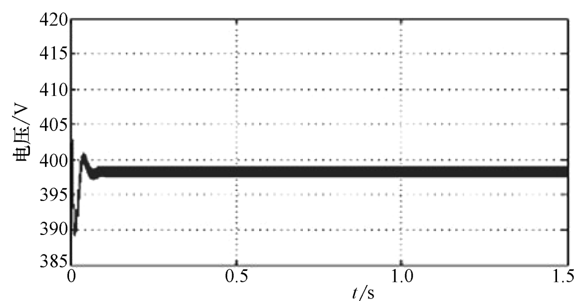


图 7-43　电池单元的输出电压随时间的变化曲线[193]

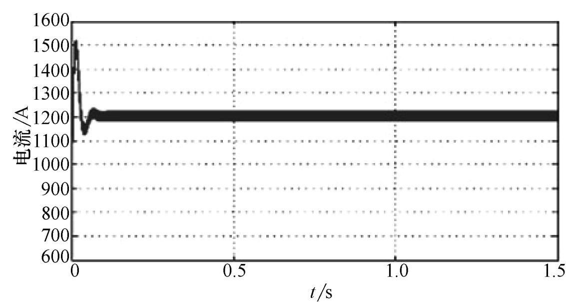


图 7-44　电池单元的电流随时间的变化曲线[193]

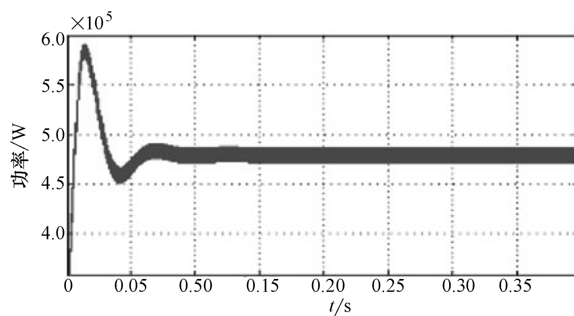


图 7-45　电池单元的功率随时间的变化曲线[193]

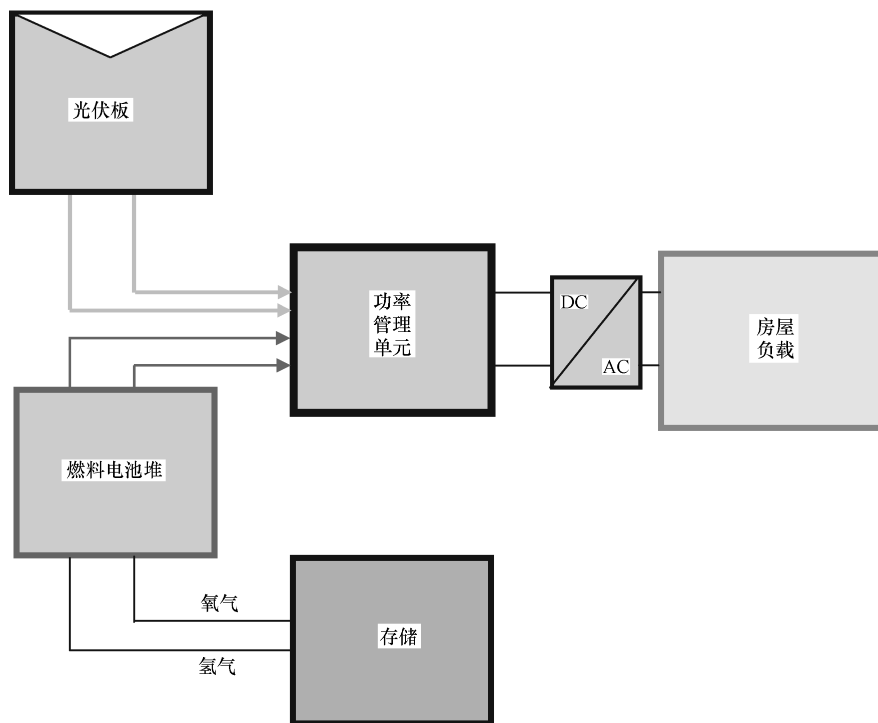


图 7-46　功率管理

过程把水转化成氢气和氧气。当光伏系统产生的能量过剩时，电解装置开始工作，产生氢气，产生的氢气被存储在储气罐中。第三个子系统（燃料电池组）利用产生的氢气产生电能，并把电能送到直流母线上。

7.3.8 混合光伏/风电/燃料电池系统

如果使用混合光伏/风电/燃料电池系统，可以使得能源供应系统发生必要的改变。一般情况下，整个系统包含一个风力发电子系统，通过一个 AC/DC 整流器将风力发电机和直流母线相连。系统中还包含一个光伏子系统，通过 DC/DC 变换器把光伏子系统和直流母线相连。电解装置把剩余的能量转化为氢气存储起来，在低辐射照度和低风速的情况下，系统利用燃料电池产生电能（见图 7-47）。

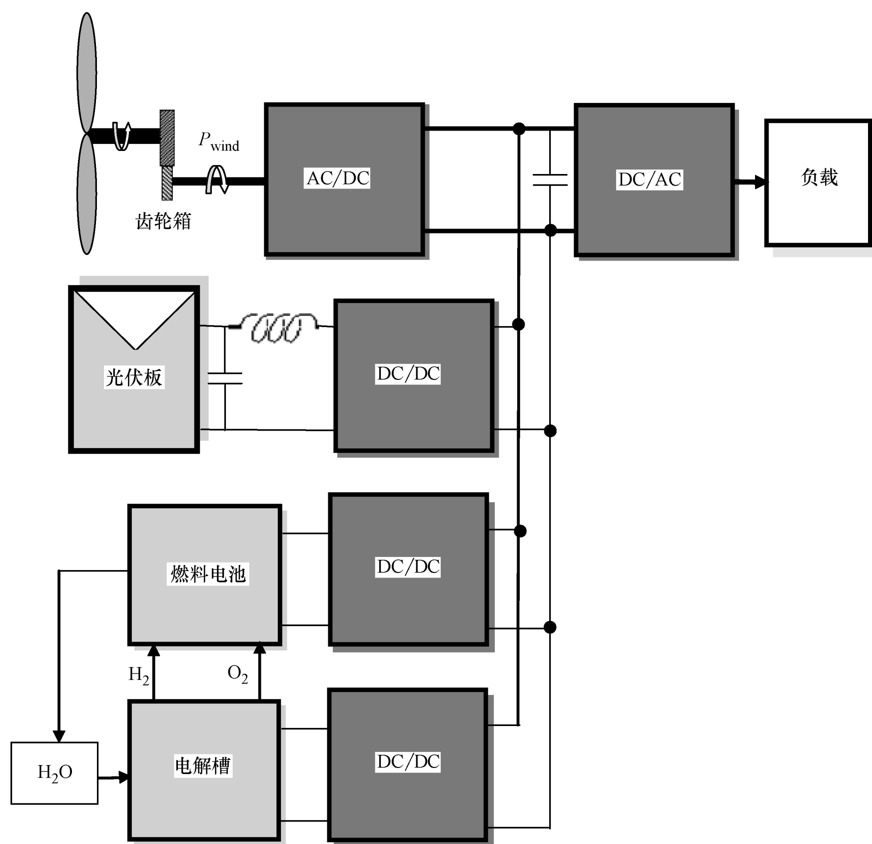


图 7-47 混合光伏/风电/燃料电池系统的结构图

实际上，当供需不匹配时，就需要使用一种方便的方法来存储和输送可再生能源。在该系统中，氢气是能量存储和输送的媒介。当风电和光伏系统产生了过剩的能量，这些过剩的能量以氢气的形式存储起来，然后再转换成电能，这就形成了一个太阳能—风能—氢气的能量循环。电解装置利用风电和光伏系统的剩余能量把水分解成氢气和氧气。当需要电能的时候，燃料电池把氢气（氧气）中的化学能转换成电能、水和热（见图 7-48）。

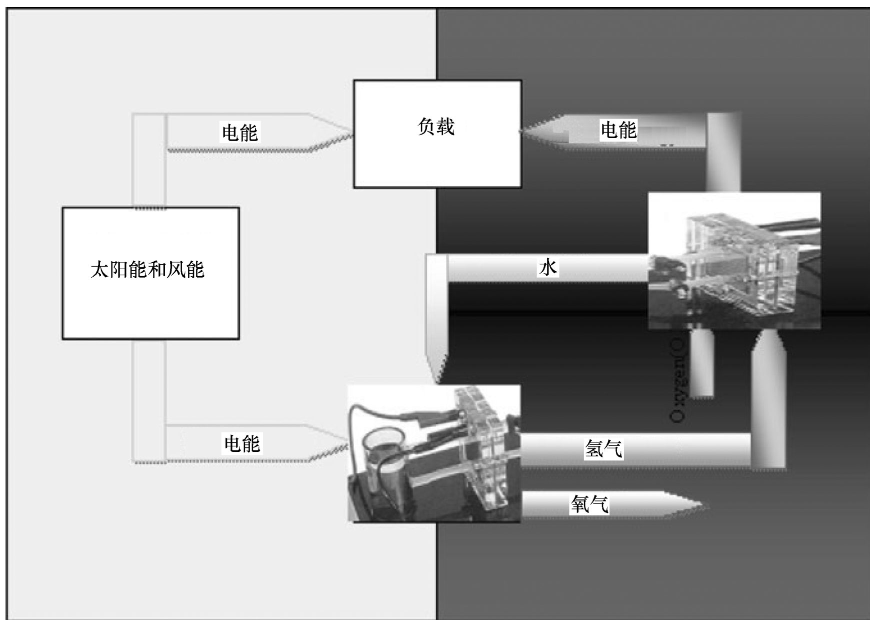


图 7-48　太阳能—风能—氢气的能量循环

参考文献

1. Patel MR (1999) Wind and solar power systems. By CRC Press LLC, Boca Raton
2. http://www.pvresources.com/knowledge/basic-knowledge/photovoltaics.html
3. http://www.eia.doe.gov/cneaf/solar.renewables/page/solarreport/solarpv.html
4. http://en.wikipedia.org/wiki/solar_cell
5. http://www.iapp.de/iapp/agruppen/osol/?research:organic_solar_cells:basics_of_osc
6. Siti NBM (2010) Simulation design of a stand-alone photovoltaic (PV) inverter, a report submitted in partial fulfillment of the requirements for the award of the degree of bachelor of electrical engineering, faculty of electrical engineering, University Technology Malaysia
7. http://www.fsec.ucf.edu/en/consumer/solar_electricity/basics/types_of_pv.htm
8. Photovoltaic applications solar center information. http://www.ncsc.ncsu.edu/include/_upload/.../pvapplication.pdf
9. Lalouni S (2009) Study and control of hybrid electric wind power—photovoltaic, PHD in Science. University of Bejaia, Algeria
10. http://www.altestore.com/howto/how-to-size-a-battery-bank/a94/
11. http://www.photovoltaique.guidenr.fr /cours_photovoltaique_2011/cours_photovoltaique.php
12. Feasibility of photovoltaic systems, renewable energy, fact sheet no 19. http://www.infinitepower.org/pdf/factsheet-24.pdf
13. Matagne E, Photovoltaic Solar Energy (in french:Energie solaire photovoltaïque). http://perso.uclouvain.be/ernest.matagne/SOLAIRE/INDEX.HTM
14. Capderou M (1987) Solar Atlas of Algeria (in french: Atlas Solaire de l'Algérie), 1(1, 2): Theoretical and experimental models, Office of University Publications, Algeria
15. Meeus J (1991) Astronomical algorithms, Willmann-Bell, Richmond, Virginia (in french: Météorologie et energies renouvelable)
16. Gueymard C (1984) Physical modeling of solar radiation received by tritled surfaces with respect to aerosol anisotropic effect, symposium of meteorology and renewable energy, p 303
17. Temps RC, Coulson KL (1977) Solar radiation incident upon slopes of different orientations. Solar Energy 19:179
18. NASA, solar dynamics observatory: The 'Variable Sun' Mission. http://science.nasa.gov/science-news/science-at-nasa/2010/05feb_sdo/ (consulted 08/04/2011)
19. Gueymard C (1995) SMARTS2 a simple model of the atmospheric radiative tranfer of sunshine: algorithms and performance assessment, Florida Solar Energy Center
20. Jacobson MZ (2005) Fundamentals of atmospheric modeling, 2nd edn. Cambridge University Press, Cambridge

D. Rekioua and E. Matagne, *Optimization of Photovoltaic Power Systems*,
Green Energy and Technology, DOI: 10.1007/978-1-4471-2403-0,

© Springer-Verlag London Limited 2012

21. Notton G, Cristofari Ch, Muselli M, Poggi Ph, Heraud N (2006) Hourly solar irradiations estimation: from horizontal measurements to inclined data, First international symposium on environment identities and mediterranean area, ISEIMA'06, Ajaccio, p 234
22. Loutzenhiser PG, Manz H, Felsmann C, Strachan PA, Frank T, Maxwell GM (2007) Empirical validation of models to compute solar irradiance on inclined surfaces for building energy simulation. Solar Energy 81:254
23. Joseph JH, Wiscombe WJ, Weinman JA (1976) The delta-eddington approximation for radiative flux transfer. J Atm Sci 33:2452
24. Jimenez-Aquino JI, Varela JR (2005) Two Stream approximation to radiative transfer equation: an alternative method of solution. Revista Mexicana de Fisica 51(1):82
25. Abramowitz M, Stegun IA (1965) Hanbook of mathematical functions, 3th edn. United States Department of Commerce, Washington
26. Yang J, Qiu J (1992) An easy algorithm for solving radiative transfer equation in clear atmosphere. Adv Atm Sci 9(4):483
27. Matagne E (2011) Enhanced δ-two-stream approximation model of diffuse solar radiation and its application to computation of solar irradiation on tilted surface, analog integrated circuits and signal processing, Online First^{TM}, 24 March
28. Li J, Ramaswamy V (1996) Four-stream spherical harmonic expansion approximation for solar radiative transfer. J Atm Sci 53(8):1174
29. Borowy B, Salameh Z (1996) Methodology for the optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system. IEEE Trans Energy Convers 11(2):367
30. Jones CP (2002) Underwood a modeling method for building-integrated PV systems. Solar Energy 70(4):349
31. Lalouni S, Rekioua D, Rekioua T, Matagne E (2009) Fuzzy logic control of standalone photovoltaic system with battery storage. J Power Sources 193(2):899
32. Akihiro O (2005) Design and simulation of photovoltaic water pumping system. Master of science in electrical engineering, faculty of California polytechnic state university, San Luis Obispo
33. Laplaze D, Youm I (1985) Solar cells 14:167
34. Wolf M, Rauschenbach H (1963) Adv Energy Convers 3:455
35. Charles JP, Abdelkrim M, Muoy, Mialhe P (1981) Solar cells 4:169
36. Agrawal SK, Muralidharam R, Agrawala AYH, Tewary VK, Jain SC (1981) J Phys 14:1634
37. Cabestany J, Castaner L (1983) Rev Phys Appl 18:565
38. Warashina M, Ushirokawa A (1980) J App Phys 19:179
39. Ouennoughi Z, Chegaar M (1999) Solid-state electron, a simple method for extracting solar cell parameters using the conductance method. Solid-State Electron 43:1985
40. Chegaar M, Ouennoughi Z, Hoffmann A (2001) A new method for evaluating illuminated solar cell parameters. Solid-State Electron 45:293
41. Miahle P, Khoury A, Charles JP (1984) Phys Status Solid (A) 83:403–409
42. Walker GR (2001) Evaluating MPPT converter topologies using a Matlab PV model. J Electr Electron Eng 21(1):49
43. Aberle AG, Wenham SR, Green MA (1993) In: 23th IEEE photovoltaic specialist conference, p 133
44. Gergaud B, Multon B, Ben Ahmed H (2002) Analysis and experimental validation of various photovoltaic system models. In: Proceedings of the 7th international ELECTRIMACS'2002 congress, Montréal
45. Markvard T (2000) Solar electricity, 2nd edn. Willey, New York
46. Rekinger M, Matagne E, El Bachtiri R, Chenni R (2007) A model of solar cell with thermal effect determined on the basis of nominal values. In: Proceedings of days of future electrical—EF'2007. Toulouse
47. Caprasse Q, Matagne E (2008) A model of two-exponential solar cell prepared on the basis of nominal values. In: Proceedings of the conference CEE'08. Batna

48. Kasten F (1999) The linke turbidity factor based on improved values of the integral Rayleigh optical thickness. Solar Energy 56(3):239–244
49. Suri M, Hofierka J (2004) A new GIS-based solar radiation model its application to photovoltaic assessments. Trans GIS 8(2):175–190
50. Kassakian JG, Schlecht MF, Verghese GC (1991) Principles of power electronics. Addison-Wesley, Boston
51. Mohan N, Undeland TM, Robbins WP (1989) Power electronics: converters, applications and design. Wiley, New York
52. Kjaer SB, Pedersen JK, Blaabjerg F (2005) A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. IEEE Trans Ind Appl 41(5):1292–1306
53. Labouret A, Villoz M (2010) Solar photovoltaic energy. The institution of Engineering and Technology, London, (translated from French, Energie solaire photovoltaïque, 4[e] éd, Dunod, 2009)
54. Russell R, Norvig P (1995) Artificial intelligence: a modern approach. Prentice-Hall, Englewood Cliffs
55. Maes P (1995) Artificial life meets entertainment: life-like autonomous agents. Commun ACM 38(11):108
56. Foner LN (1997) Entairtaining agents: a sociological case study. In: Proceedings of the 1st international conference Auton agents
57. Wooldridge M (1999) Intelligent agents. In: Weiss G (ed) Multi-agent systems. MIT Press, Cambridge
58. Sycara K (1998) Multiagent systems. AI Mag 19(2):79, August (1987)
59. Deloach SA, Wood MF, Sparkman CH (2001) Multiagent systems engineering. Int J Softw Eng Knowl Eng 11(3):231–258
60. McArthur SDJ, Davidson EM , Catterson VM, Dimeas A, Hatziargyriou N, Ponci F, Funabashi T (2007) Challenges. IEEE Transac Power Syst 22(4):1743
61. Nema S, Nema RK, Agnihotri G (2011) Inverter topologies and control structure in photovoltaic applications: a review. J renew sustain energy 3:012701
62. Ould-Amrouche S, Rekioua D, Hamidat A (2010) Modeling photovoltaic water pumping systems and evaluation of their CO_2 emissions mitigation potential. Appl Energy 87:3451–3459
63. Salameh Z, Taylor D (1990) Set-up maximum power point tracker for photovoltaic arrays. Solar Energy 44(1):57
64. Zhou S, Kang L, Sun J, Guo G, Cheng B, Cao B, Tang Y (2010) A novel maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic system. Int J Control Autom Syst 8(6):1364
65. Yazdani A (2009) A control methodology and characterization of dynamics for a photovoltaic (PV) system interfaced with a distribution network. IEEE Trans Power Deliv 24(3):1538
66. Salas V, Olias E, Barrado A, Lazaro A (2006) Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. Solar Energy Mat Solar Cells 90(11):1555
67. Hurng-Liahng Jou, Wen-Jung Chiang, Jinn-Chang Wu (2007) A novel maximum power point tracking method for the photovoltaic system, conference international PEDS, p 619
68. Ibrahim HE.-SA, Houssiny FF, El-Din HMZ, El-Shibini MA (1999) Microcomputer controlled buck regulator for maximum power point tracker for DC pumping system operates from photovoltaic system. Fuzzy systems conference FUZZ-IEEE'99, p 406
69. Nishioka K, Sakitani N, Kurobe K, Yamamoto Y, Ishikawa Y, Uraoka Y, Fuyuki T (2003) Analysis of the temperature characteristics in polycrystalline Si solar cells using modified equivalent circuit model. J Appl Phys 42:7175
70. Masoum MAS, Dehbonei H (1999) Design, construction and testing of a voltage-based maximum power point tracker (VMPPT) for small satellite power supply. In: 13th annual AIAA/USU conference, Small Satellite

71. Noguchi T, Togashi S, Nakamoto R (2000) Short-current pulse-based adaptive maximum power point tracking for a photovoltaic power generation system. In: Proceedings of the 2000 IEEE international symposium on ISIE vol 1, p 157
72. Santos LJL, Antunes F, Chehab A, Cruz C (2006) A maximum power point tracker for PV systems using a high performance boost converter. Solar Energy 80(7):772
73. Krauter SCW (2006) Solar electric power generation-photovoltaic energy systems. Springer, New York
74. Al-Atrash H, Batarseh I, Rustom K (2005) Statistical modelling of DSP-based hill-climbing MPPT algorithms in noisy environments, Applied Power Electronics Conf Exposition, APEC'05 IEEE, vol 3, p 1773
75. Jiang J-A, Huang T-L, Hsiao Y-T, Chen C-H (2005) Maximum power tracking for photovoltaic power systems. Tamkang J Sci Eng 8(2):147
76. Won C-Y, Kim DH, Kim SC, Kim WS, Kim H-S (1994) A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller. In: 25th annual IEEE power electronics specialists conference, vol 396
77. Patcharaprakiti N, Premrudeepreechacharn S, Sriuthaisiriwong Y (2005) Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid connected photovoltaic system. Renew Energy 30(11):1771
78. Masoum MAS, Sarvi M (2002) Design, simulation and construction of a new fuzzy-based maximum power point tracker for photovoltaic applications, Australian universities power engineering conference, AUPEC, pp 1–6
79. Altas IH, Sharaf AM (2008) A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems. Renew Energy 33(3):388–399
80. Gounden NA, Peter SA, Nallandula H, Krithiga S (2009) Fuzzy logic controller with MPPT using line-commutated inverter for three-phase grid connected photovoltaic systems. Renew Energy 34(3):909–915
81. Cheikh MSA, Larbes C, Kebir GFT, Zerguerras A (2007) Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme. Renew Energies Rev 10(3):387–395
82. Taherbaneh M, Ghafori fard H, Rezaie AH, Karbasian S (2007) Combination of fuzz maximum power point tracker and sun traker for deployable solar panels in photovoltaic systems, Fuzzy systems conference FUZZ-IEEE, pp 23–36
83. Veerachary M, Senjyu T, Uezato K (2003) Neural-network-based maximum-power-point tracking of coupled inductor interleaved-boost-converter-supplied PV system using fuzzy controller. IEEE Trans Ind Electron 50:749–758
84. Simoes MG, Franceschetti NN (1999) Fuzzy optimization based control of a solar array. IEEE Proc Electr Power Appl 146(5):552–558
85. Hua Ch, Lin J, Shen Ch (1998) Implementation of a DSP-controlled PV system with peak power tracking. IEEE Trans Ind Electron 45(1):99
86. Liu F, Duan S, Liu F, Liu B, Kang Y (2008) A variable step size INC MPPT method for PV systems. IEEE Trans Ind Electron 55(7):2622–2628
87. Hohm DP, Ropp ME (2003) Comparative study of maximum power point tracking algorithms. Prog Photovolt: Res Appl 11:47–62
88. Enrique JM, Durán E, Sidrach-de-Cardona M, Andújar JM (2007) Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies. Solar Energy 81:31–38
89. Murray Thomson A (2003) Reverse-osmosis desalination of seawater powered by photovoltaics without batteries, Thesis Doctorat, University of Loughborough, UK
90. Yu GJ, Jung YS, Choi JY, Choy I, Song JH Kim GS (2002) A novel two-mode MPPT control algorithm based on comparative study of existing algorithms. In: Proceedings photovoltaic specialists conference, pp 1531–1534
91. Masoum MAS, Dehbonei H, Fuchs EF (2002) Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power point tracking. IEEE Trans Energy Convers 17(4):514–522

92. Kottas TL, Boutalis YS, Karlis AD (2006) New maximum power point tracker for PV arrays using fuzzy controller in close cooperation with fuzzy cognitive networks. IEEE Trans Energy Convers 21(3):793–803
93. Hiyama T, Kouzuma S, Imakubo T, Ortmeyer TH (1995) Evaluation of neural network based real time maximum power tracking controller for PV system. IEEE Trans Energy Convers 10(3):543–548
94. Gao D, Jin Z, Lu Q (2008) Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus. J Power Sources 85(1):311–317
95. Chaabene M, Ammar MB, Elhajjaji A (2007) Fuzzy approach for optimal energy-management of a domestic photovoltaic panel. Appl Energy 84:992–1001
96. Hamdy MA (1994) A new model for the current-voltage output characteristics of photovoltaic modules. J Power Sources 50(1):11–20
97. Arteaga Orozco MI, Vázquez JR, Salmerón P, Pérez A (2009) A sliding maximum power point tracker for a photovoltaic system, 11th Spanish Portuguese conference on electrical engineering (11CHLIE). http://www.aedie.org/11chlie-papers/.../212-arteaga-summary.pdf
98. Ya-Ting Lee, Chian-Song Chiu, Chih-Teng Shen (2010) Adaptive fuzzy terminal sliding mode control of DC–DC buck converters via PSOC, IEEE international conference on control applications part of 2010 IEEE multi-conference on systems and control, Yokohama, Japan, 8–10 Sept
99. Juan José Negroni, Domingo Biel Francesc, Guinjoan Carlos Meza (2010) Energy-balance and sliding mode control strategies of a cascade H-bridge multilevel converter for grid-connected PV systems international conference on industrial technology ICIT2010, 14–17 Mar, Chile
100. Chen-ChiChu, Chieh-LiChen (2009) Robust maximum power point tracking method for photovoltaic cells: a sliding mode control approach. Solar Energy 83:1370–1378
101 Ellouze M, Gamoudi R, Mami A (2010) Sliding mode control applied to a photovoltaic water-pumping system. Int J Phys Sci 5(4):334–344. http://www.academicjournals.org/IJPS
102. Hohm DP, Ropp ME (2003) Comparative study of maximum power point tracking algorithms. Progress in photovoltaic, research and applications 11:47–62
103. Tan CW, Green C (2005) An improved maximum power point tracking algorithm with current-mode control for photovoltaic applications, The sixth international conference on power electronics and drive IEEE PEDS, Malaysia, pp 5–14
104. Chaudhari VA (2005) Automatic peak power tracker for solar bv modules using dspacer software, thesis of the master of technology in energy, Maulana Azad National Institute of Technology (Deemed University)
105. Hassoun MH (1995) Fundamentals of artificial neural networks. The MIT Press, Cambridge
106. Ramaprabha R, Mathur BL (2011) Intelligent controller based maximum power point tracking for solar PV system. Int J Comput Appl 12(10):0975–8887
107. Kamath HR (2008) Modelling of photovoltaic array and maximum power point tracker using ANN. Int J Electr Syst 4(3):1–5
108. Mellit A, Kalogirou SA (2011) ANFIS-based modelling for photovoltaic power supply system: a case study. Renew Energy 36(1):250–258
109. Belhachat F, Larbes C, Barazane L, Kharzi S (2007) Neuro-fuzzy control of a chopper MPPT, 4th international conference on computar integrated manufacturing CIP'2007, 3–4 Nov 2007
110. Chaouachi A., Kamel RM, Nagasaka K (2010) MPPT operation for PV grid-connected system using RBFNN and fuzzy classification, vol 65, World Academy of Science, Engineering and Technology
111. Larbes C, Cheikh SMA, Obeidi T, Zerguerras A (2009) Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system. Renew Energy 34(10):2093–2100
112. Moubayed N, El-Ali A, Outbib R (2009) A comparison of two MPPT techniques for PV system. WSEAS Trans Environ Dev 5(12):1–10

113. Wu L, Zhao Z, Liu J (2007) A single-stage three-phase grid-connected photovoltaic system with modified MPPT method and reactive power compensation. IEEE Trans Energy Convers 22(4):881–886
114. Comparison of Different Battery Technologies (2006) General electronics battery co., ltd. pp 1–4. www.tradekorea.com/product/file/download.mvc;...TK
115. Doris L, Britton Thomas B (2000) Miller battery fundamentals and operations-batteries for dummies—April
116. Linden D (2002) Handbook of batteries and fuel cells, 3rd edn. Mcgraw-Hill, New York
117. Divya KC, Stergaard J (2009) Battery energy storage technology for power systems—an overview. Electr Power Syst Res 79:511–520
118. Hussien ZF, Cheung LW, Siam MFM, Ismail AB (2007) Modeling of Sodium Sulfur Battery For Power System Applications 9(2):66–72. (http://fke.utm.my/elektrik)
119. London Research International Ltd (2010) Survey of Energy Storage Options in Europe, Report © London Research International Ltd, London, March 2010
120. Vaillant JR (1978) Uses and promises of solar energy, 2nd edn
121. Piemontesi M, Dustmann C, Energy storage systems for ups and energy management at consumer level. (www.battcon.com/papersfinal2010/piemontesipaper2010final_5.pdf
122. Manzoni R, Metzger M, Crugnola G (2008) Zebra electric energy storage system: From R&D to Market, Presented at HTE hi.tech.expo—Milan, 25–28 Nov
123. Rouault H, Blach D (2004) The electricity storage: the batteries, vol 44, Clefs CEA
124. Saisset R (2004) Study contribution systemic including electrochemical energy devices. PHD thesis INP Toulouse specialty electrical engineering. April 2004
125. Sabonnadière JC (2007) New energy technologies and storage technology decarbonizing, Edition Dunod
126. Hendrik Johannes Bergveld (2001) Battery Management Systems Design by Modeling. Thesis University Press Facilities, Eindhoven (doc.utwente.nl/41435/)
127. Lalouni S (2005) Optimizing the quality of electrical energy in the case of a battery charger. Thesis of Master University of Bejaia
128. Hladik J (1977) Storage batteries, first edition: 1st Quarter, Presses Universities France
129. Achaibou N, Haddadi M, Malek A (2008) Lead acid batteries simulation including experimental validation. J Power Sources 185:1484–1491
130. http://www.rollsroyce.com/marine/products/electrical_power_systems/storage/index.jsp
131. Dûrr M (2006) Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system. J Power Sources 161:1400–1411
132. Achaibou N (1999) Introduction to study storage system in a photovoltaic system. J Renew Energy CDER, pp 1–6
133. Zoroofi S (2008) Modeling and simulation of vehicular power systems. Thesis of Master, University of Technology Chalmers
134. Marquet A (2003) Storage of electricity in electric systems, Engineering techniques D4 030
135. Francois CJ (1997/1998) Modeling the art of charge electric vehicle batteries, University of Liege Faculty of Applied Sciences Degree Legal Electricians Civil Engineer
136. Multon B, Ahmed HB, Bernar N, Kerzreho C (2007) The inertial storage electromechanics. 3EI J 48:18–29
137. Salameh ZM, Casacca MA, Lynch WAA (1992) Mathematical model for lead-acid batteries. IEEE Trans Energy Convers 7(1):93–98
138. EA Technology (2004) Review of electrical energy storage technologies and systems and of their potential for the UK, pp 1–34. http://www.wearemichigan.com/JobsAndEnergy/documents/file15185.pdf
139. Kosin L, Usach F (1995) Electric characteristics of lead battery. Russ J Appl Chem 143(3):1–4
140. Labbé J (2006) Electrolytic Hydrogen as a storage of electricity for Photovoltaic Systems Insulated. PhD thesis, School of Mines Paris, Specialty Energetic

141. Francisco M, Longatt G (2006) Circuit based battery models: a review, 2do Congreso Iberoamericano De Estudiantes De Ingeniería Eléctrica (II CIBELEC 2006) pp 1–5
142. Chan HM, Stutanto D (2000) A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power system. IEEE Power Eng Soc Winter Meet 1:470–475
143. Ceraolo M (2000) Dynamical models of lead-acid batteries. IEEE Trans Power Syst 15:1184–1190
144. Gergaud O, Robins G, Multon B, Ben Ahmed H (2003) Energy modeling of a lead-Acid battery within hybrid wind photovoltaic system, EPE'03 Toulouse, France, pp 1–10. http://www.bretagne.ens-cachan.fr/.../EnergiesRenouv/LeadAcidBattery_Gergaud_EPE2003.pdf
145. Ould Mohamed Yahia A, Ould Mhmoud A, Youm I (2007) On modeling integrated storage system in a hybrid system (PV / Wind / Diesel). Renew Energy J 10(2):205–214
146. www.Stielec.Ac-Aix-Marseille.Fr/...2009/Stockage_2009.Pdf
147. Meah K, Fletcher S, Ula S (2008) Solar photovoltaic water pumping for remote locations. Renew Sustain Energy Rev 12(2):472–487
148. Vongmanee V (2002) The vector control inverter for a PV motor drive system implemented by a single chip DSP controller ADMC331. In: Proceedings of IEEE Asia Pacific conference on circuits and systems, p 447
149. Betka A, Moussi A (2004) Performance optimization of a photovoltaic induction motor pumping system. Renew Energy 29(14):2167
150. Odeh I, Yohanis YG, Norton B (2006) Influence of pumping head, insolation and PV array size on PV water pumping system performance. Solar Energy 80(1):51–64
151. Daud AK, Mahmoud MM (2005) Solar powered induction motor-driven water pump operating on a desert well, simulation and field tests. Renew Energy 30(5):701–714
152. Badescu V (2003) Time dependent model of a complex PV water pumping system. Renew Energy 28(4):543–560
153. Ghoneim AA (2006) Design optimization of photovoltaic powered water pumping system. Energy Convers Manag 47(11–12):1449–1463
154. Hadj Arab A, Benghanem M, Chenlo F (2006) Motor—pump system modelization. Renew Energy 31(7):905–913
155. Amer EH, Younes MA (2006) Estimating the monthly discharge of a photovoltaic water pumping system: model verification. Energy Convers Manag 47(15–16):2092–2102
156. Hamidat A, Benyoucef B (2008) Mathematic models of photovoltaic motor—pump systems. Renew Energy 33(5):933–942
157. Rekioua D, Rekioua T, Laporte B, Benmahammed K (2001) Design of a position sensor for torque ripple minimization of VSI fed self synchronous machine. Int J Electron 88(7)
158. Bose BK (1986) Power electronics and variable frequency drives: technology and applications, Wiley-IEEE Press, New York
159. Rekioua T, Rekioua D, Laporte B, Benmahammed K (2001) Optimization and minimization of torque ripple in AC machines supplied by VSI. J Eur Trans Electr Power (ETEP), Germany, Edition Verlag 11(5)
160. Vongmanee V (2002b) the vector control inverter for a pv motor drive system implemented by a single chip DSP controller ADMC331, APCCAS. Denpasar, Bali-Indonesia
161. Abdelli R, Rekioua D, Rekioua T (2011) Performances improvements and torque ripple minimization for VSI fed induction machine with direct control torque 50(2):213–219
162. Chedid R , Chaaban F (2003) Renewable-energy developments in Arab countries: a regional perspective. Appl Energy 74(1–2):211–220
163. Saheb-Koussa D, Haddadi M, Belhamel M (2009) Economic and technical study of a hybrid system (wind-photovoltaic-diesel) for rural electrification in Algeria. Appl Energy 86(7–8):1024–1030
164. Department for Environment, Food and Rural Affairs (2005) Guidelines for company reporting on greenhouse gas emissions, annex 1: fuel conversion factors. http://www.archive.defra.gov.uk/environment/business/envrp/pdf/envrpgasannexes.pdf Accessed Dec 2008

165. Ministère de l'Energie et des Mines. Bilan général des réalisations. <http:// www.mem-algeria.org/fr/enr/energiesolaire/Bilan_generale.htm> Accessed 5 May 2009
166. Boudghene SA (2006) Overview and perspectives of the Algerian renewable energy program. In: Proceedings of National Symposium on Solar Energy CNESOL 06, Bejaia, Algeria, pp 93–99
167. Mcgowan JG, Manwell JF (1999) Hybrid/PV/Diesel system experiences. Rev Renew Energy 16:928–933
168. Belhamel M, Moussa, S Kaabeche A (2002) Production of electricity by means of a hybrid system (Wind-Photovoltaic-Diesel), (traducted from french: Production d'Electricité au Moyen d'un Système Hybride (Eolien- Photovoltaïque -Diesel)). Renew Energy J 49–54
169. El Khadimi A, Bachir L, Zeroual A (2004) Sizing optimization and techno-economic energy system hybrid photovoltaic - wind with storage system. Renew Energy J 7:73–83
170. Koussa DAlem, M, Belhamel M (2002) Hybrid system (Wind, Solar) for the power supply for a load for household. J Renew Energy 1–8
171. Kaldellisa JK, Kavadiasa KA, Koronakis PS (2007) Comparing wind and photovoltaic stand-alone power systems used for the electrification of remote consumers. Renew Sustain Energy Rev 11:57–77
172. Vechiu I (2005) Modelling and analysis of integration of renewable energy In an autonomous network. Ph. D. thesis, University of Havre, France
173. Abou El-Maaty Metwally Metwally Aly Abd El-Aal (2005) Modeling and simulation of a photovoltaic fuel cell hybrid system. A Dissertation in Candidacy For The Degree Of Doctor in Engineering (Dr.-Ing.), Faculty of Electrical Engineering, University of Kassel, Germany
174. Leclerc L (2004) Inertial Storage Contribution From wind turbines in an electrical network in order to ensure system services. Ph. D. thesis, University of Lille
175. Kato N, Kurozumi K, Susuki N, Muroyama S (2001) Hybrid power supply system composed of photovoltaic and fuel cell systems, conférence INTELEC, pp 631–635
176. Mirecki A (2005) Comparative study chain of energy conversion dedicated to a small wind turbine, PhD from the Institute National Polytechnique de Toulouse, France
177. Kaller R, Allenbach JM (1995) Electric Traction 1. Polytechnic and university presses Romande, Lausanne
178. EL Mokadem M, Nichita C, Barkat G, Dakyo B (2002) Control strategy for stand alone wind-diesel hybrid system using a speed model. In: 7th International ELECTRIMACS Congress, Montréal
179. Jurado F, Saenz R (2002) Neuro-Fuzzy control for autonomous wind-diesel systems using biomass. Renew Energy 27:39–56
180. Pouria P (1983) Emergency generator, technical engineering (translated from french: Groupes électrogènes de secours, techniques de l'ingenieur), D 505
181. Muljadi E, Buterfield CP (1999) Pitch controlled variable speed wind turbine generation. IEEE industry applications, society annual meeting, Phoenix, Arizona, 2–7 Oct 1999
182. Saheb–Koussa D, Belhamel M, Benferhat K (2007) Electrify isolated by a hybrid system of renewable energy sources. International conference on renewable energies ICRE'07, pp 1–6
183. Chang L (2002) Systems Conversion of wind energy. IEEE Can Rev, summer, pp 1–5
184. Idjdarene K, Rekioua D, Rekioua T, Tounzi A (2007) Control strategies for an autonomous induction generator taking the saturation effect into account, 12th European conference on power electronics and applications (EPE'2007), Aalborg, Denmark, 2–5 Sept 2007, pp 1–6
185. Taraft S, Rekioua D, Aouzellag D (2010) Control of electric power of a wind generator based on the wound rotor machine connected to the grid, conference ICEEA10, Bejaia (Algeria), 2–3 Nov 2010
186. Gevorgian V, Touryan K, Bezrukikh P, Karghiev V, Bezrukikh P (1999) Wind-Diesel Hybrid Systems For Russia's Northern Territories;Presented at Windpower '99, Burlington, Vermont, 20–23 June 1999

187. Manwell JF, Mcgowan JG, Abdulwahid U (2000) Simplified Performance Model for Hybrid Wind Diesel Systems, Renewable energy: the energy for the 21st century, World renewable energy congress N°6, Brighton , ROYAUME-UNI, pp 1183–1188
188. Lysen EH (2000) hybrid technology. http://climatetechwiki.org/technology/hybrid-technology
189. Prasad AR, Natarajan E (2006) Optimization of integrated photovoltaic-wind power generation systems with battery storage. Energy 31:1943–1954
190. Diaf S, Haddadi M, Belhamel M (2006) Techno Economic Analysis of a hybrid system (Photovoltaic / Wind) Independent Website for The Adrar. Renew Energy J 9(3):127–134
191. Dali M, Belhadj J, Roboam X, Blaquiere JM (2007) Control and energy management of a wind-photovoltaic hybrid system, 12th European conference on power electronics and applications (EPE'2007), Aalborg, Denmark, 02–05 September, pp 1–10
192. Ab Razak J, Sopian K, Ali Y, Alghoul MA, Zaharim A, Ahmad I (2009) Optimization of PV-Wind-Hydro-Diesel Hybrid System By Minimizing Excess Capacity. European J Sci Res 25(4):663–671
193. Bettar N (2008) Study and Modeling of a PEM Fuel Cell. Master's thesis, University of Bejaia, Algeria
194. Rezkallah M Improving quality of energy independent network provided: wind-diesel hybrid, master in electrical engineering, Montréal, 3 May 2010
195. Simulink: dynamic system simulation for Matlab-using Simulink. The MathWorks, Inc. Copyright 1984–2002. Release 13.

内容提要

●描述了光伏发电的过程，介绍了影响发电相关的气象因素，太阳光的辐射以及光伏发电系统的结构。

●注重于太阳光辐射以及电池的建模，提出了描述太阳电池工作原理的不同模型，并且给出了在MATLAB/Simulink环境下的仿真程序。

●介绍电力电子系统的建模以及应用于光伏发电系统中的各种变换器的结构。

●给出了常用的最大功率点跟踪的算法，并且提供了在MATLAB/Simulink环境下一些简单的例子。

●介绍了储能装置的建模，研究并建立了常用的电池组的模型以及铅酸蓄电池的实验方案。

●介绍了基于直流电动机和交流电动机的光伏水泵系统。

●介绍了不同结构、不同组合的混合式光伏发电系统。

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037

电话服务
社服务中心：010-88361066
销售一部：010-68326294
销售二部：010-88379649
读者购书热线：010-88379203
网络服务
教材网：http://www.cmpedu.com
机工官网：http://www.cmpbook.com
机工官博：http://weibo.com/cmp1952
封面无防伪标均为盗版

策划编辑◎江婧婧

国际视野　科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果　搭建电气工程技术平台

《光伏发电系统的优化 —— 建模、仿真和控制》
《自主移动机器人行为建模与控制》
《覆冰与污秽绝缘子》
《高压直流输电——功率变换在电力系统中的应用》
《MATLAB数值分析方法在电气工程中的应用》
《太阳能利用技术及工程应用》
《超级电容器的应用》
《小型风力机：分析、设计与应用》
《太阳电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》
《风力发电系统 —— 技术与趋势》
《可持续电力系统的建模与控制：面向更为智能和绿色的电网》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《环境能源发电：太阳能、风能和海洋能》
《传热学：电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》（原书第3版）
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理：建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》（原书第2版）
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建模与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《用于制造固体氧化物燃料电池的钙钛矿型氧化物》
《太阳能物理》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网：联网与系统运行》
《可再生能源的转换、传输和储存》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
《光伏技术与工程手册》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《电磁屏蔽原理与应用》
《高效可再生分布式发电系统》
《电网保护》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》（原书第2版）
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》（原书第3版）
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置——静止换流器在电力系统中的应用》
《配电可靠性与电能质量》



上架指导　新能源

ISBN 978-7-111-45649-0
定价：59.80元